Tijdschrift van het
Nederlands Radiogenootschap

DEEL 25 No. 1 1960

Een instrument voor het meten van zeer kleine capaciteitsvariaties

door P. de Waard *)

Summary

A description is given of an instrument for the measurement of very small capacitance variations. Formula's are derived for the theoretical limits on linearity, noise level and dynamic range.

Practical limits on these characteristics are discussed. Stability of the instrument, expressed as an equivalent capacitance change is $\frac{\Delta C}{C} = 10^{-3}$ over 8 hours, 10^{-4} over ten minutes; noise level is below $\frac{\Delta C}{C} = 10^{-6}$; for a special circuit, meant for use with a condenser-microphone, the noise level is below $\frac{\Delta C}{C} = 10^{-7}$.

Dynamic range is normally $0 - 10.000$ c/s for 3 dB down. Output is 20 V for a one percent capacitance change.

The possibilities of electrical and electromechanical feedback to capacitance transducers and multichannel arrangements are considered.

1. Inleiding.

1.1. *Toepassingsgebied.*

Het toepassingsgebied voor instrumenten die in staat zijn zeer kleine capaciteitsvariaties te meten, is bijzonder uitgebreid. Zeer vele physische grootheden kunnen met behulp van capaciteitsmetingen worden onderzocht.

In beginsel kan men een capaciteit variëren door variatie van de electrode-afstand of het electrode-oppervlak, of door variatie van de eigenschappen van het diëlectricum. Met beide methoden kan men verplaatsingen van materiële lichamen meten, terwijl de tweede methode veel gebruikt wordt voor chemische metingen, die berusten op de bepaling van diëlektrische constanten.

---

*) Instituut T.N.O. voor werktuigkundige constructies.

1.2. *Keuze der meetmethode.*

Daar zeer kleine capaciteitsvariaties gemeten moeten kunnen worden, komen slechts een beperkt aantal methoden in aanmerking en wel voornamelijk de brugmethode, waarin de onbekende capaciteit vergeleken wordt met een bekende capaciteit, en de resonantiemethode, waarin de onbekende capaciteit met een zelfinductie wordt aangevuld tot een resonantiekring, waarvan de eigenschappen goed kunnen worden bepaald.

Beide methoden zijn door ons gebruikt. De brugmethode (zie [1]) heeft als voordeel dat een zeer grote stabiliteit van de meetopstelling bereikt kan worden, maar als nadeel dat de te meten capaciteit dichtbij het meetinstrument gebracht moet worden, terwijl de bediening van een brugschakeling over het algemeen niet zeer eenvoudig is.

Een resonantiemethode waarin de onbekende capaciteit met een bekende zelfinductie tot een serie resonantiekring wordt verbonden, heeft als voordeel dat tussen de zo gevormde seriekring en het eigenlijke meetinstrument een lange aansluitkabel kan worden gebruikt. De meetschakeling kan zo worden ingericht, dat de bediening zeer eenvoudig wordt, terwijl verschillende serie resonantiekringen, ieder met een eigen resonantiefrequentie, door eenzelfde kabel aan het meetinstrument verbonden kunnen worden zonder elkaar te storen. Als nadeel is aan te merken dat de stabiliteit van de gehele schakeling nu mede bepaald wordt door de stabiliteit van de afstem-zelfinductie; de stabiliteit van een zelfinductie is over het algemeen kleiner dan die van een capaciteit.

Een combinatie van de brugmethode met de serieresonantie gedachte is aangegeven door *Zaalberg van Zelst* [2] voor gebruik met een condensatormicrofoon. Deze schakeling heeft, voor zover schrijver dezes bekend is, geen grote verbreiding gevonden. Een reden daarvoor schijnt te zijn een gebrek aan stabiliteit, dat echter alleen te wijten kan zijn aan de uitvoering van de schakeling.

In het volgende zal een instrument besproken worden van het serieresonantietype, waarvan de uitgangsspanning nagenoeg evenredig is met het reactieve deel van de kringstroom.

2. Principe van de resonantiemethode.

2.1. *Algemene eisen.*

Alvorens het principe van de resonantiemethode te bespreken,

zij eerst een korte opsomming gegeven van de eisen waaraan in het algemeen een instrument van dit type moet voldoen. Deze zijn:

a. Voldoende gevoeligheid.
Het instrument moet bij een als bruikbaar beschouwde capaciteitsvariatie zoveel uitgangsvermogen leveren, dat met conventionele instrumenten en versterkers de verkregen informatie verder kan worden verwerkt.

b. Lineariteit.
Deze eis spreekt voor zichzelf.

c. Stabiliteit; laag stoorniveau.
De stabiliteit bepaalt de bruikbaarheid van het instrument. Zij wordt het gemakkelijkst uitgedrukt als een aequivalente capaciteitsvariatie, die eenzelfde verandering van het uitgangssignaal zou veroorzaken, als spontaan optreedt tengevolge van onstabiliteit. Een overeenkomstig getal als voor de stabiliteit kan worden opgegeven voor het stoorniveau, betrokken op de ingang van het instrument.

d. Voldoende dynamisch bereik.
Snelle variaties, zoals bijvoorbeeld afkomstig van een condensatormicrofoon, moeten kunnen worden weergegeven.

e. Eenvoudig in de bediening.
Een instrument van dit type komt vaak in handen van nietelectrisch geschoolden, zodat een eenvoudige bedieningswijze noodzakelijk is.

Het was niet noodzakelijk een bijzonder grote nauwkeurigheid van het instrument te eisen. Door het te gebruiken als nulindicator in b.v. een substitutiemethode kunnen ten gevolge van de zeer grote gevoeligheid van het instrument grote nauwkeurigheden worden bereikt.

In het volgende zal blijken in hoeverre aan bovenstaande eisen voldaan is.

2.2. *Stroom door een serie-resonantiekring als functie der capaciteit.*

De stroom door een serie-LCR kring is gegeven door:

$$I = \frac{E}{R}\,\frac{1}{1 + jvQ} \qquad (2.2.1.)$$

waarin: $v = \dfrac{\omega}{\omega_0} - \dfrac{\omega_0}{\omega}$; $Q = \dfrac{1}{R}\sqrt{\dfrac{L}{C}}$ en $\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$

Stel nu $C = C_0(1 + \delta)$ met $\delta \ll 1$, waarin δ een langzaam veranderlijke tijdsfunctie voorstelt, die zowel positief als negatief kan zijn.

We kiezen nu: $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$ = constant

verder is:
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{\omega}{\sqrt{1+\delta}}$$

$$v = \sqrt{1+\delta} - \frac{1}{\sqrt{1+\delta}} = \frac{\delta}{\sqrt{1+\delta}}$$

Stel verder: $Q_0 = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C_0}}$ dan is: $Q = \frac{Q_0}{\sqrt{1+\delta}}$ en $vQ = \frac{\delta Q_0}{1+\delta}$

Noem verder: $I_m = \frac{E}{R}$ dan is $\frac{I}{I_m} = \frac{1}{1 + \frac{j\delta Q_0}{1+\delta}}$ (2.2.2.)

Na splitsen in een reëel en een imaginair deel vinden we:

$$Re\left(\frac{I}{I_m}\right) = \frac{1}{1 + \frac{\delta^2 Q_0^2}{(1+\delta)^2}} \tag{2.2.3.}$$

$$Im\left(\frac{I}{I_m}\right) = -\frac{\frac{\delta Q_0}{1+\delta}}{1 + \frac{\delta^2 Q_0^2}{(1+\delta)^2}} \tag{2.2.4.}$$

Voor kleine δ geldt bij benadering:

$$Im\left(\frac{I}{I_m}\right) = -\delta Q_0 \tag{2.2.5.}$$

Het blijkt dat $Im\left(\frac{I}{I_m}\right)$ maximaal is voor:

$$\delta = \pm\frac{1}{\sqrt{1+Q_0^2}} \tag{2.2.6.}$$

Bij deze waarde van δ is:

$$\left|Im\left(\frac{I}{I_m}\right)\right|_{max} = \frac{Q_0}{2}\,\frac{1+\sqrt{1+Q_0^2}}{1+Q_0^2+\sqrt{1+Q_0^2}} \tag{2.2.7.}$$

Voor grote Q_0 wordt deze uitdrukking gelijk aan 0,5.

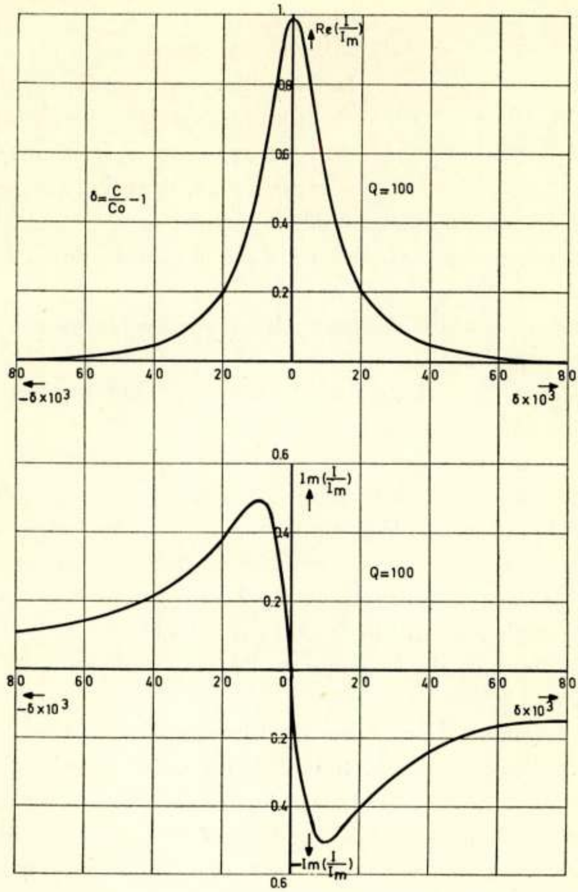


Fig. 1

In fig. 1 zijn $Re\left(\frac{I}{I_m}\right)$ en $Im\left(\frac{I}{I_m}\right)$ als functie van δ uitgezet.

2.3. *Principe der methode.*

In fig. 2 is het schema voor de meting van de capaciteit C op zijn eenvoudigst weergegeven. De capaciteit C is in serie met een meetspoel en via een kabel met capaciteit C_k aangesloten op een spanningsbron met spanning E, terwijl met een geschikt meetinstrument de kringstroom I wordt gemeten.

De kabel is hier voorgesteld door een capaciteit C_k. Dit is toelaatbaar, zolang de kabellengte kleiner is dan $^1/_4\,\lambda$ bij de gebruikte meetfrequentie.

Wanneer de totale kringstroom wordt gemeten, heeft een

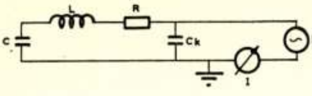


Fig. 2
Principe der meetmethode

kleine variatie van de capaciteit C alleen een merkbare stroomvariatie tengevolge, wanneer de frequentie van de spanningsbron zoveel hoger of lager dan de resonantie-frequentie van de seriekring gekozen is, dat op de flank van de resonantiekromme wordt gewerkt.

Een instrument gebaseerd op deze methode zou de volgende instellingshandelingen vereisen.

a. afstemmen van de spanningsbron op de resonantiefrequentie van de seriekring.

b. verstemmen van de spanningsbron tot het steilste deel van de resonantiekromme is bereikt.

c. compensatie van de vooruitslag van het meetinstrument.

Dit aantal handelingen is te groot voor praktisch gebruik.

Een veel betere oplossing zou ontstaan wanneer het meetinstrument zo kon worden ingericht, dat de uitgangsspanning evenredig is met het reactieve deel van de kringstroom. Zoals uit fig. 1b blijkt, heeft dit reactieve deel een nuldoorgang bij resonantie, terwijl de kromme in de omgeving van dit punt goed lineair is.

Een instrument, berustend op deze methode, zou slechts een enkele instelling vereisen, namelijk de nulstelling.

Een kleine complicatie treedt op door de aanwezigheid van de kabelcapaciteit C_k (fig. 2). Een niet onaanzienlijke stroom loopt tengevolge hiervan door het stroommeetinstrument. Daar over het algemeen met een vaste kabellengte gewerkt wordt zodat C_k constant is, kan een eenvoudige vaste compensatie toegepast worden.

In fig. 3a is aangegeven op welke wijze een spanning wordt verkregen, evenredig met het reactieve deel van de kringstroom en wel met behulp van een fasegevoelige detectorschakeling.

De kringstroom wordt daartoe over een meetcapaciteit C_m geleid, waarvan de impedantie klein is ten opzichte van de kringimpedantie. De spanning e_m over deze meetcapaciteit is 90° in fase verschoven ten opzichte van de kringstroom, en staat in serie met de spanningen e_1 en

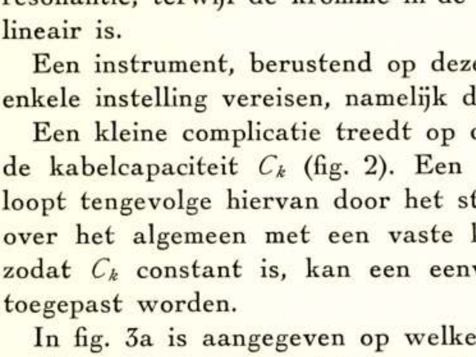


Fig. 3a
Vereenvoudigde schakeling.

e_2 van de beide transformatorhelften, waarvan de ene helft de spanning op de seriekring verzorgt.

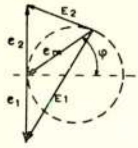


Fig. 3b
Vectordiagram

In het vectordiagram van fig. 3b is weergegeven hoe de spanningen E_1 en E_2 op de gelijkrichtschakelingen ontstaan. Wanneer e_1 en e_2 groot zijn ten opzichte van e_m, geldt dat:

$$U_0 = |E_1| - |E_2| = e_m \sin\varphi \qquad (2.3.1.)$$

De uitgangsspanning U_0 is dan evenredig met het reactieve deel van de kringstroom en voor U_0 als functie van de capaciteitsvariatie geldt dan de kromme van fig. 1b.

Wordt e_m groter, of worden e_1 en e_2 kleiner, dan geldt de eenvoudige formule (2.3.1.) niet meer, maar wordt het verband tussen U_0 en de capaciteitsvariatie ingewikkelder. De kromme die dit verband weergeeft wordt minder steil dan de kromme van fig. 1b, terwijl de toppen lager worden en verder uit elkaar komen te liggen. De nuldoorgang blijft op zijn plaats, zodat vrijwel alleen de gevoeligheid van de schakeling wordt beïnvloed door de grootte van e_m met betrekking tot e_1 en e_2.

Ongelijkheid der spanningen e_1 en e_2 heeft evenals ongelijkheid der gelijkrichtschakelingen hoofdzakelijk als gevolg dat de bovengenoemde kromme niet meer geheel symmetrisch t.o.v. de abscissenas ligt. De nuldoorgang van de kromme ligt dan bij een capaciteitswaarde die verschilt van de resonantiewaarde. Zolang de verschillen klein zijn is de kromme voldoende lineair, zodat de invloed ervan op de gevoeligheid te verwaarlozen is.

In fig. 3a is nog aangegeven hoe met een capaciteit C_{kl} een stroom door C_m gezonden kan worden, die de stroom door de kabelcapaciteit compenseert. Als de primaire spanning van de transformator veel hoger gekozen wordt dan de secundaire spanning, kan C_{kl} een kleine capaciteit zijn.

3. **Theoretische mogelijkheden der methode.**

3.1. *Lineariteit.*

Het meest gunstige geval, wat betreft gevoeligheid, is gegeven door de uitdrukking (2.2.4.), die enigszins omgewerkt luidt:

$$i = Im\left(\frac{I}{I_m}\right) = -\frac{(1+\delta)\,\delta Q_0}{(1+\delta)^2 + \delta^2 Q_0^2} \qquad (3.1.1.)$$

De lineariteitsfout zij gedefinieerd als:

$$\triangle = \frac{\left(\frac{di}{d\delta}\right)_0 - \frac{di}{d\delta}}{\left(\frac{di}{d\delta}\right)_0} \qquad (3.1.2.)$$

waarin $\left(\frac{di}{d\delta}\right)_0$ de helling is van de kromme volgens (3.1.1.) ter plaatse $\delta = 0$.

Men vindt gemakkelijk:

$$\frac{di}{d\delta} = -Q_0 \frac{(1+\delta)^2 - \delta^2 Q_0^2}{\{(1+\delta)^2 + \delta^2 Q_0^2\}^2}$$

$$\left(\frac{di}{d\delta}\right)_0 = -Q_0$$

Voor kleine δ is:

$$\triangle = 1 - \frac{1 - \delta^2 Q_0^2}{(1 + \delta^2 Q_0^2)^2} \cong 3\,\delta^2 Q_0^2 \qquad (3.1.3.)$$

Voor $\triangle = 10^{-2}$, $Q_0 = 10^2$ vindt men $\delta_{max} \cong 6.10^{-4}$.

3.2. *Stabiliteit en stoorniveau.*

Bij de afleiding van uitdrukking (2.2.4.) is ω constant verondersteld. Laten wij deze veronderstelling los, en keren wij terug tot uitdrukking (2.2.1.) dan is:

$$Im\left(\frac{I}{I_m}\right) = \cdot \frac{-jvQ}{1 + v^2 Q^2}$$

met: $v = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$, $Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $I_m = \frac{E}{R}$

Gewoonlijk zal de schakeling zo worden ingesteld dat $v = 0$ en $Im\left(\frac{I}{I_m}\right) = 0$. Variaties van E of Q hebben in dit geval op de grootte van $Im\left(\frac{I}{I_m}\right)$ geen enkele invloed.

Het effect van een variatie van C is boven reeds beschreven. Een variatie van L heeft eenzelfde uitwerking. Echter kan ook nog ω variëren. In het algemeen zal voor het opwekken van de wisselspanning E een LC-oscillator worden gebruikt, waarvan de frequentie ω verandert met de kringconstanten, die o.a. van de temperatuur afhankelijk zijn. Stel

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} = \text{constant}$$

$$\omega = \omega_0(1 + \varepsilon)$$

$$v = \varepsilon \cdot \frac{2 + \varepsilon}{1 + \varepsilon} \cong 2\varepsilon$$

$$Im\left(\frac{I}{I_m}\right) \cong -2\varepsilon Q$$

Het effect van een variatie in ω is dus tweemaal zo groot als het effect van een variatie in L of C.

Is $v \neq 0$, zodat $Im\left(\frac{I}{I_m}\right)$ een zekere waarde heeft, dan heeft de grootte van E en Q invloed.
De grootte van Q bepaalt de helling van fig. 1b terwijl de grootte van E een overeenkomstige invloed heeft op de kromme $Im(I) = f(\omega, L, C)$.
Variaties in deze grootheden veroorzaken een zekere amplitude-modulatie op de resonantiestroom en beïnvloeden dus alleen de nauwkeurigheid van de schakeling. Het is technisch eenvoudig deze modulatie klein genoeg te houden, daar de uiteindelijke nauwkeurigheid van de uitgangsspanning in de orde van enkele procenten ligt.

Behalve de langzame spontane variaties in L, C of ω die nulpuntsverloop veroorzaken, en dus de stabiliteit bepalen, zijn er ook nog snelle variaties in ω. Deze zijn enerzijds van technische aard, zoals frequentie-modulatie tengevolge van brom of microfonie, anderzijds zijn zij een gevolg van frequentiemodulatie van de oscillator met ruis. Deze modulatie wordt in hoofdzaak veroorzaakt door shot-effect in de oscillatorbuis. De grootte van de frequentiezwaai is volgens Van Slooten [3]:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{F}{C}\sqrt{\frac{ef_d}{R\,V_{max}}}$$

Hierin is:

Δf = frequentiezwaai
F $\cong$ 0,22 = verzwakking van shoteffect door ruimtelading
e = $1{,}58 \cdot 10^{-19}\,C$, lading van het electron
f_d = l.f. bandbreedte na de fasedetector
R = resonantieweerstand van oscillatorkring
C = oscillatorkringcapaciteit
V_{max} = topwaarde van wisselspanning op oscillatorkring

Met $f_d = 10.000$ Hz, $R = 10^5$ ohm, $C = 200$ pF, $V_{max} = 100$ V vindt men: $\triangle f = 0{,}002$ Hz.
Op een oscillatorfrequentie van 1 MHz is de relatieve ruisfrequentiezwaai dus 2.10^{-9}. Dit komt overeen met een schijnbare capaciteitsvariatie $\frac{\triangle C}{C} = 4.10^{-9}$.
Dit is zeer laag. Praktisch blijkt het stoorniveau dan ook bepaald te zijn door technische oorzaken, zoals 50 Hz storingen, en microfonische f.m. modulatie van de oscillator.

Zowel de stabiliteit als het stoorniveau worden dus voorlopig nog geheel bepaald door factoren als de kwaliteit van verkrijgbare onderdelen en de praktische uitvoering van het instrument.

3.3. *Dynamisch bereik.*

Bij de afleiding van de uitdrukking (2.2.4.) werd ervan uitgegaan dat de capaciteit van de seriekring, en daarmee δ, langzaam veranderde.
Wanneer C snel verandert moeten we terugkeren naar de differentiaalvergelijking van het systeem:

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = E_m \sin \omega t \qquad (3.3.1.)$$

waarin $C = \frac{C_0}{1 - m \cos \mu t}$ tijdsafhankelijk is.

Daar de vergelijking (3.3.1.) lineair is, kunnen we de reële storingsfunctie vervangen door de complexe storingsfunctie $E_m \, \varepsilon^{j\omega t}$.
We zoeken een oplossing van deze differentiaalvergelijking door te stellen:

$$\mathbf{q} = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_n \, \varepsilon^{j(\omega + n\mu)t + j\psi_n}$$

Dit is de algemene voorstelling van een in amplitude en in fase gemoduleerd signaal.
Voer verder in:

$$\cos \mu t = \frac{\varepsilon^{j\mu t} + \varepsilon^{-j\mu t}}{2}$$

Door substitutie van deze beide uitdrukkingen en voor iedere frequentie nulstellen van de coëfficient van de betreffende ε macht ontstaan recurrente betrekkingen voor a_n en ψ_n. Daar m klein is zullen wij volstaan met $n = -1, 0, +1$.

We vinden dan:

$$a_0 \varepsilon^{j\psi_0}\left(-\omega^2 L + j\omega R + \frac{1}{C_0}\right) - \frac{m}{2\,C_0}\, a_{+1}\, \varepsilon^{j\psi_1} - \frac{m}{2\,C_0}\, a_{-1}\, \varepsilon^{j\psi_2} = E_m$$

$$a_{+1}\, \varepsilon^{j\psi_1}\left\{-(\omega+\mu)^2 L + j(\omega+\mu) R + \frac{1}{C_0}\right\} - \frac{m}{2\,C_0}\, a_0\, \varepsilon^{j\psi_0} = 0$$

$$a_{-1}\, \varepsilon^{j\psi_2}\left\{-(\omega-\mu)^2 L + j(\omega-\mu) R - \frac{1}{C_0}\right\} - \frac{m}{2\,C_0}\, a_0\, \varepsilon^{j\psi_0} = 0$$

en verder nog:

$$\frac{m}{2\,C_0}\, a_{+1}\, \varepsilon^{j(\omega+2\mu)t + j\psi_1} = 0$$

$$\frac{m}{2\,C_0}\, a_{-1}\, \varepsilon^{j(\omega-2\mu)t + j\psi_2} = 0$$

Het is te verwachten dat $a_{+1} << a_0$ en $a_{-1} << a_0$, terwijl ook $m << 1$. Aan de laatste twee vergelijkingen is dan bij benadering voldaan.
Men vindt uit de eerste drie vergelijkingen:

$$a_0 = -\frac{E_m}{\omega R}\frac{1}{\sqrt{1+v^2 Q^2}},\ tg\,\psi_0 = \frac{1}{vQ} \tag{3.3.2.}$$

$$a_{+1} = \cdot\frac{mE_m}{2\omega R}\frac{1}{\sqrt{1+v^2 Q^2}}\cdot\frac{\cos(\psi_0-\psi_1)}{1-(\omega+\mu)^2 LC_0},$$

$$tg(\psi_0-\psi_1) = \frac{(\omega+\mu)RC_0}{1-(\omega+\mu)^2 LC_0} \tag{3.3.3.}$$

$$a_{-1} = -\frac{mE_m}{2\omega R}\frac{1}{\sqrt{1+v^2 Q^2}}\cdot\frac{\cos(\psi_0-\psi_2)}{1-(\omega-\mu)^2 LC_0},$$

$$tg(\psi_0-\psi_2) = \frac{(\omega-\mu)RC_0}{1-(\omega-\mu)^2 LC_0} \tag{3.3.4.}$$

Hierin is:

$$v = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C_0}}$$

De benaderende complexe oplossing van de differentiaalvergelijking luidt dus:

$$\mathbf{q} = a_0\, \varepsilon^{j(\omega t+\psi_0)} + a_{+1}\, \varepsilon^{j(\omega+\mu)t+j\psi_1} + a_{-1}\, \varepsilon^{j(\omega-\mu)t+j\psi_2} \tag{3.3.5.}$$

en:

$$\mathbf{i} = j\omega\, a_0\, \varepsilon^{j\omega t + j\psi_0} + j(\omega+\mu) a_{+1}\, \varepsilon^{j(\omega+\mu)t + j\psi_1}$$
$$+ j(\omega-\mu) a_{-1}\, \varepsilon^{j(\omega-\mu)t + j\psi_2} \qquad (3.3.6.)$$

Het imaginaire deel van (3.3.5.) is de oplossing van (3.3.1.).

Wanneer we ons beperken tot $v = 0$, dus: $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$ geldt:

$$a_0 = -\frac{E_m}{\omega R} \quad \psi_0 = \frac{\pi}{2} \qquad (3.3.7.)$$

$$a_{+1} = -\frac{mE_m}{2\,\omega R} \cdot \frac{\sin\psi_1}{1-(\omega+\mu)^2 LC_0},\ tg\psi_1 = \frac{1-(\omega+\mu)^2 LC_0}{(\omega+\mu) RC_0} \qquad (3.3.8.)$$

$$a_{-1} = -\frac{mE_m}{2\,\omega R} \cdot \frac{\sin\psi_2}{1-(\omega-\mu)^2 LC_0},\ tg\psi_2 = \frac{1-(\omega-\mu)^2 LC_0}{(\omega-\mu) RC_0} \qquad (3.3.9.)$$

Onder deze omstandigheden geldt voor de stroom door de seriekring:

$$i = -\omega a_0 \sin\omega t + (\omega+\mu) a_{+1} \cos\{(\omega+\mu)t + \psi_1\} +$$
$$+ (\omega-\mu) a_{-1} \cos\{(\omega-\mu)t + \psi_2\}$$

Na splitsing in $\sin\omega t$ en $\cos\omega t$ met hun coëfficienten:

$$i = \{-\omega a_0 - (\omega+\mu) a_{+1} \sin(\mu t + \psi_1) + (\omega-\mu) a_{-1} \sin(\mu t - \psi_1)\} \sin\omega t +$$
$$+ \{(\omega+\mu) a_{+1} \cos(\mu t + \psi_1) + (\omega-\mu) a_{-1} \cos(\mu t - \psi_2)\} \cos\omega t$$

Tengevolge van het gekozen detectiesysteem wordt alleen de cos term gedetecteerd. De omhullende daarvan is:

$$\overline{\overline{I}} = (\omega+\mu) a_{+1} \cos(\mu t + \psi_1) + (\omega-\mu) a_{-1} \cos(\mu t - \psi_2)$$

of:

$$\overline{\overline{I}} = \{(\omega+\mu) a_{+1} \cos\psi_1 + (\omega-\mu) a_{-1} \cos\psi_2\} \cos\mu t$$
$$- \{(\omega+\mu) a_{+1} \sin\psi_1 - (\omega-\mu) a_{-1} \sin\psi_2\} \sin\mu t$$

of:

$$\overline{\overline{I}} = \sqrt{\{(\omega+\mu) a_{+1} \cos\psi_1 + (\omega-\mu) a_{-1} \cos\psi_2\}^2 + \{(\omega+\mu) a_{+1} \sin\psi_1 - (\omega-\mu) a_{-1} \sin\psi_2\}^2}$$
$$\times \cos(\mu t - \eta) \qquad (3.3.10.)$$

$$\text{met } tg\eta = -\frac{(\omega+\mu) a_{+1} \sin\psi_1 - (\omega-\mu) a_{-1} \sin\psi_2}{(\omega+\mu) a_{+1} \cos\psi_1 + (\omega-\mu) a_{-1} \cos\psi_2} \qquad (3.3.11.)$$

Dit is de uitdrukking voor de signaalstroom na de detector en hiermede is dus het dynamisch gedrag van het systeem voor kleine waarde van m bekend.

Wij merken nog op dat bij $v = 0 : \omega^2 L C_0 = 1$, zodat

$$tg\psi_1 = -\frac{2\omega + \mu}{\omega + \mu} \cdot \frac{\mu}{\omega} \cdot Q \cong \frac{-2\mu}{\omega} \cdot Q$$

$$tg\psi_2 = +\frac{2\omega - \mu}{\omega - \mu} \cdot \frac{\mu}{\omega} \cdot Q \cong \frac{+2\mu}{\omega} \cdot Q$$

zodat:

$$a_{+1} = -\frac{mE_m}{2R} \cdot Q \frac{1}{\omega \sqrt{\left(1 + \frac{\mu}{\omega}\right)^2 + \left(2 + \frac{\mu}{\omega}\right)^2 \cdot \frac{\mu^2}{\omega^2} Q^2}}$$

$$a_{-1} = -\frac{mE_m}{2R} \cdot Q \frac{1}{\omega \sqrt{\left(1 - \frac{\mu}{\omega}\right)^2 + \left(2 - \frac{\mu}{\omega}\right)^2 \cdot \frac{\mu^2}{\omega^2} \cdot Q^2}}$$

Voor $\frac{\mu}{\omega} << 1$ is $a_{+1} = a_{-1} = -\frac{mE_m}{2\omega R} \cdot Q$

Daarmee wordt in dat geval:

$$\overline{\overline{I}} = \frac{m.E_m}{2R} Q \sqrt{1 + \frac{4\mu^2}{\omega^2} \cdot Q^2} \cdot \cos(\mu t - \eta) \qquad (3.3.12.)$$

met $tg\eta \cong +\frac{2\mu}{\omega} \cdot Q$ (3.3.13.)

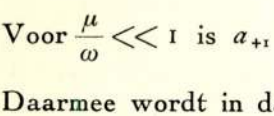


Fig. 4
Dynamisch vervangingsschema voor fig. 3.

Blijkens (3.3.12.) en (3.3.13.) kan het dynamisch gedrag van het systeem wat betreft de modulatie beschreven worden met een parallelschakeling van R_s en C_s, waardoor geldt (fig. 4):

$$I = \frac{E_s}{R_s} \sqrt{1 + \omega_s^2 R_s^2 C_s^2}, \; tg\,\varphi_s = \omega_s R_s C_s$$

met $\quad E_s = m.E.Q \quad R_s = 2R \quad \omega_s = \mu \quad C_s = \frac{Q}{\omega R} = C$

Wanneer we wensen dat de fasehoek lineair met de frequentie toeneemt, mag η niet groter worden dan bijvoorbeeld 10° of ongeveer 1/5 radiaal, zodat:

$$\frac{2\mu_{max}}{\omega} \cdot Q = \frac{1}{5}$$

$$\mu_{max} = \frac{\omega}{10Q}$$

Bij $\omega = 2\pi.10^6$ en $Q = 50$ is $\mu_{max} = 2\pi.2000$.

Voor een groot frequentiegebied moet dus ω hoog en Q laag gekozen worden.

Een fasedraaiing van 45° treedt op, als ongeveer: $\frac{2\mu}{\omega} . Q = 1$.

Het vervangingsschema geldt, zolang de capaciteitsvariatie klein is en de frequentie ervan klein t.o.v. de draaggolffrequentie.

4. Uitvoering van het instrument.

4.1. *Inrichting der schakeling.*

In fig. 5 is een vereenvoudigd schema van een instrument volgens de boven beschreven principes gegeven.

De oscillator B_1 wekt een spanning op met een frequentie, instelbaar tussen ca 0,8 en 1,5 MHz. De keuze van deze frequentie hangt samen met de waarden van de meetcapaciteit, zoals die praktisch voorkomen. Typisch is een waarde van 20 à 50 pF. De impedantie van deze capaciteit moet klein zijn ten opzichte van allerlei lekweerstanden en groot ten opzichte van de serieweerstanden in het circuit. Men komt dan tot een frequentie in de buurt van 1 MHz.

De oscillatorspanning stuurt de buis B_2, die in anode-basisschakeling wordt gebruikt en die via een transformator het meetcircuit van spanning voorziet. Het meetcircuit is geheel overeenkomstig de schakeling van fig. 3. De capaciteit C_{kl} dient als compensatie voor de kabelcapaciteit.

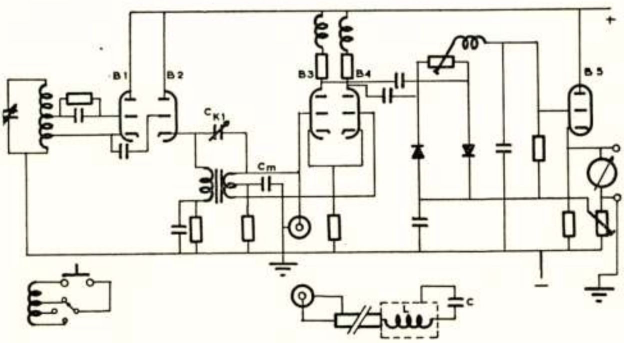


Fig. 5

Vereenvoudigd schema van $\triangle C$ meter.

De beide uitgangsspanningen van het meetcircuit worden niet onmiddellijk gelijkgericht, maar eerst nog versterkt door de buizen B_3 en B_4, die als aperiodische versterker zijn geschakeld.

Het verschil van de gelijkgerichte spanningen wordt daarna toegevoerd aan de eindbuis B_5, die eveneens in anodebasisschakeling staat, en waarvan de kathode op aardpotentiaal is.

De anodespanning van alle buizen en de gloeispanningen van de oscillatorbuis en de eindbuis zijn gestabiliseerd. Gloeispanningsstabilisatie is uitgevoerd met behulp van een transistor parallelstabilisator, die de betreffende gloeidraden met een constante gelijkspanning voedt. Op de spoelkoker van de oscillatorspoel is een kortsluitwinding aangebracht, die zwak met het veld van de spoel is gekoppeld. Kortsluiten van deze winding met behulp van een drukknop veroorzaakt een kleine zelfinductieverandering, en daarmee een verstemming van de oscillator. De wikkeling is zo gekozen, dat de uitgangsspanning van het instrument bij kortsluiting van deze wikkeling overeenkomt met een zekere ijkwaarde van $\frac{\Delta C}{C}$. Op deze wijze kan door indrukken van de drukknop een ijking worden verkregen van de gevoeligheid van het instrument. Met een schakelaar kan uit een drietal ijkwaarden worden gekozen.

4.2. *Eigenschappen van het instrument.*

De gevoeligheid van het instrument bedraagt ca 2V uitgangsspanning per $^0/_{00}\ \frac{\Delta C}{C}$. De gevoeligheid is afhankelijk van de kwaliteitsfactor van de meetkring en deze kan onder omstandigheden laag zijn. Overigens is dit getal alleen belangrijk om aansluitende apparatuur te kunnen kiezen.

Maatgevend voor de eigenschappen van het instrument zijn de volgende grootheden:

- stabiliteit over 8 uur: $\frac{\Delta C}{C}\ aeq. = 10^{-3}$
- stabiliteit over 10 min.: $\frac{\Delta C}{C}\ aeq. = 10^{-4}$
- stoorniveau (brom, ruis e.d.): $\frac{\Delta C}{C}\ aeq. < 10^{-6}$
- frequentiebereik (3 dB.): 0 – 10.000 Hz.

De lineariteit is afhankelijk van de uitsturing en van de kring-

kwaliteit, zoals blijkt uit (3.1.3.). Gewoonlijk bedraagt de lineariteitsfout enkele procenten.

Het frequentiebereik is eveneens afhankelijk van de kringkwaliteit van de meetkring, zoals blijkt uit (3.3.14.). Het opgegeven getal geldt voor $Q \cong 50$.

De bediening van het instrument is zeer eenvoudig. De oscillator wordt afgestemd op de resonantiefrequentie van de meetkring; juiste afstemming blijkt uit de nulstand van het meetinstrument over de uitgang. Hiermede is eigenlijk het instrument gereed voor gebruik. Met behulp van het boven reeds beschreven ijkcircuit en een gevoeligheidsinstelling voor de uitgangsmeter kan de gevoeligheid op een gewenste waarde worden ingesteld, zodat bijv. de uitgangsmeter ineens in $^0/_{00}\ \frac{\Delta C}{C}$ kan worden afgelezen. Fig. 6 geeft een indruk van de uitvoering van het instrument, waarop de N.V. Vanandel te Rotterdam de rechten heeft verworven.

5. **Toepassingsmogelijkheden en verdere ontwikkeling.**

5.1. *Capacitieve omzetters.*

Het is onbegonnen werk een opsomming te geven van de physische grootheden die men in principe met een capacitieve methode zou kunnen meten, door ze in een verplaatsing om te zetten. Daarentegen is het wel nodig te wijzen op de moeilijkheden die aan deze methode zijn verbonden. De grootste moeilijkheid is de temperatuur afhankelijkheid van de methode. Denken we aan een vlakke condensator, dan zijn de plaatafstand, het plaatoppervlak en de diëlektrische constante en daarmee de capaciteit, variabel met de temperatuur in een mate die afhangt van de gebruikte constructiematerialen. Veranderingen in het watergehalte van het diëlektricum veroorzaken eveneens capaciteitsvariaties. Weliswaar kan men in principe een capaciteit met behulp van materialen met verschillende temperatuurcoëfficiënten zo construeren, dat de capaciteit zeer weinig afhankelijk is van de temperatuur, maar praktisch zal men temperatuurgradiënten in de constructie bij temperatuurvariaties moeilijk kunnen vermijden, waardoor de temperatuurcompensatie tijdens een temperatuurverandering niet goed werkt.

Het is daarom verstandig de capacitieve omzetter zo te ontwerpen, dat de gewenste capaciteitsvariaties groot zijn ten opzichte van temperatuur- en vochtigheidseffecten.



Fig. 6
Uitvoering van het instrument.

5.2. *Inductieve omzetters.*

Het is zonder meer duidelijk dat in de serieresonantiekring de functies van L en C kunnen worden verwisseld. Men kan dus ook inductieve opnemers vervaardigen en die met een vaste capaciteit afstemmen. Het is zelfs mogelijk zowel L als C variabel te maken.

Door de spoel op een gesloten kern te wikkelen en deze kern tevens te voorzien van een uit enkele windingen bestaande tweede wikkeling, heeft men de beschikking over een soort magnetische versterker, waarmee als gevolg van de hoog gekozen draaggolffrequentie zowel kleine gelijkstromen als kleine wisselstromen van audio frequenties kunnen worden gemeten. Een dergelijk circuit kan met enig overleg worden uitgevoerd als „mA-tang”.

Een inductieve omzetter voor het meten van niet-elektrische grootheden kan bestaan uit een spoel met verplaatsbare kern, of een spoel met verplaatsbare kortsluitwikkeling. De laatste kan eventueel bestaan uit een metalen oppervlak.

De stabiliteit van inductieve omzetters is vrijwel steeds slechter

dan die van capacitieve omzetters, omdat de zelfinductie niet alleen afhangt van de geometrische afmetingen en de eigenschappen van het eventueel aanwezige ferromagnetische materiaal, die allen temperatuurafhankelijk zijn, maar ook nog van de temperatuurcoëfficiënt van de soortelijke weerstand van het geleidermateriaal. Deze s.w. beïnvloedt namelijk de stroomverdringing in de geleider, zodat met de temperatuur ook de stroombaan in de geleider verandert, waardoor een extra temperatuurafhankelijkheid ontstaat.

Bovendien is men bij de vervaardiging van spoelen veel minder vrij in de keuze van zijn materialen dan bij het vervaardigen van condensatoren.

5.3. *Elektrische en elektromechanische tegenkoppeling.*

In verband met de temperatuurgevoeligheid is het zoals reeds verwacht gewenst, capacitieve en inductieve omzetters zo te ontwerpen, dat de gewenste variaties groot zijn ten opzichte van temperatuureffecten.

Het beschreven meetinstrument heeft echter een meetgebied, dat begrensd is tot ongeveer $\pm 1\,\%$, terwijl aan de grenzen van dit gebied reeds ernstige lineariteitsfouten kunnen optreden. Om deze moeilijkheid, die speciaal bij grote variaties optreedt, op te lossen kan elektrische of elektromagnetische tegenkoppeling worden toegepast. Men kan elektrisch tegenkoppelen op twee manieren:

a. Met de uitgangsspanning wordt de oscillatorfrequentie bijgeregeld. Hiertoe kan gebruik worden gemaakt van bekende middelen zoals bijv. een ferrietmodulator of een spanningsafhankelijke capaciteit. Met deze methode worden de eigenschappen van de omzetter niet veranderd, slechts wordt een kleiner deel van de fasediscriminator karakteristiek gebruikt. Voorwaarde is natuurlijk wel, dat de gebruikte modulatiemethode lineair genoeg is.

b. Met de uitgangsspanning wordt de L of C van de meetkring bijgeregeld. Men kan hiertoe dezelfde hulpmiddelen gebruiken als onder a genoemd. Ook hier wordt het verband tussen de physische grootheid die men wil meten en de capaciteitsverandering, die deze veroorzaakt, niet veranderd, en evenals onder a alleen een kleiner deel van de fasediscriminatorkarakteristiek gebruikt.

Berust de omzetter op een capaciteitsverandering of zelfinductieverandering tengevolge van een mechanische verplaatsing, dan

dan kan elektromechanische tegenkoppeling worden toegepast.

Men kan bijv. een der elektroden van een meetcondensator op een elektromagneet monteren, die wordt bekrachtigd door de uitgangsspanning van het meetinstrument, waardoor de meetcapaciteit nog slechts weinig verandert, terwijl de teruggekoppelde stroom of spanning een maat is voor de verplaatsing.

Men kan ook trachten naar de oorzaak van de verplaatsing terug te koppelen. Wil men bijv. een kracht meten door middel van een veer of een membraan, waardoor die kracht een verplaatsing veroorzaakt, dan kan met behulp van een elektromagneet op dezelfde wijze de te meten kracht worden tegengewerkt. Ook hier blijft de verplaatsing en dus de capaciteitsverandering klein, maar bovendien zijn nu de eigenschappen van veer of membraan veel minder belangrijk. Men kan nu een slappe veer nemen. Dit is het z.g. „force-balance principle", dat veel in regeltechnische apparaten wordt toegepast.

De volle nadruk moet worden gelegd op de eigenschappen van de genoemde elektromagneet. Deze eigenschappen bepalen het succes van het systeem. Men kan voor de elektromagneet een elektrodynamisch systeem kiezen, dus met bewegelijke spoel, of een elektromagnetisch systeem dat, om voldoende lineair te zijn, het beste kan worden opgebouwd als een of andere variatie op het systeem van een polair relais.

De elektromechanische tegenkoppeling beperkt over het algemeen door de introductie van niet te verwaarlozen mechanische reactanties het dynamisch bereik van het systeem. In vele gevallen is dit echter toelaatbaar.

5.4. *Meerkanalen systeem.*

Door de oscillator periodiek om te schakelen naar verschillende frequenties krijgt men de beschikking over een aantal meetkanalen. De omzettercircuits hinderen elkaar niet zolang zij maar op frequenties afgestemd zijn, die ver genoeg uiteen liggen. Zo is met een een kanaalafstand van 20 kHz bij een oscillatorfrequentiebereik van 800 - 1000 kHz een kanalenaantal van 10 te bereiken. Het schakelen kan met de hand of met een motorschakelaar gebeuren, waarbij dan verschillende condensatoren over de oscillatorkring worden geschakeld; het kan ook elektronisch gebeuren door f.m. modulatie met een trapjeskromme. De modulatiespanning wordt dan tevens gebruikt om een aantal poortschakelingen te bedienen die de uitgangsspanning van het instrument over de betreffende kanalen verdelen.

De bandbreedte per kanaal is dan uiteraard klein. Zij bedraagt bijv. 0 - 100 Hz.

Een elektronenschakelaar voor dit doel is in ontwikkeling.

5.5. *Gebruik met condensatormicrofoon.*

Bij een drukverandering van 1 μbar, d.i. 74 phon bij 1000 Hz, is de relatieve capaciteitsvariatie van een condensatormicrofoon ca. $\frac{\Delta C}{C} = 3.10^{-5}$ (zie bijv. (4)). Het normale stoorniveau van $\frac{\Delta C}{C}$ *aeq.* $= 10^{-6}$ ligt hier slechts een factor 30 beneden. Zonder speciale maatregelen is het instrument dus niet bijzonder bruikbaar voor metingen met condensatormicrofoons.

Door enkele eenvoudige maatregelen, zoals het vervangen van halfgeleiderdioden door hoogvacuumdioden, en het voeden met gelijkstroom van de gloeidraden hiervan, benevens enige verbeteringen in het 50 Hz stoorniveau kon een brom- en ruisniveau worden bereikt van $\frac{\Delta C}{C}$ *aeq.* $= 10^{-7}$, d.i. $-$ 50 dB ten opzichte van het condensatormicrofoonsignaal bij 74 phon. Hiermede is het instrument reeds goed bruikbaar.

Verdere maatregelen, zoals het vergroten van de h.f. versterking voor detectie en het bestrijden van storende f.m. modulatie op de oscillator tengevolge van microfonie zullen naar verwachting nog minstens 10 dB verbetering kunnen geven, zodat het stoorniveau dan op 60 dB beneden 74 phon komt te liggen, d.i. op ongeveer 15 phon.

6. Slotopmerkingen.

Met de ontwikkeling van een handig en stabiel instrument voor het meten van kleine capaciteits- en zelfinductievariaties is eigenlijk pas het halve werk gedaan. De andere helft bestaat uit het ontwikkelen van geschikte omzetters. Hoewel dit in principe eenvoudig is, is de praktische uitvoering ervan niet zo gemakkelijk, mede tengevolge van de reeds genoemde invloeden van temperatuur en vochtigheid. Er bestaan echter reeds succesvolle capacitieve omzetters, zoals die welke gebruikt worden in chemische laboratoria voor het bepalen van diëlektrische constanten, omzetters voor het meten van snel veranderlijke drukken in verbrandingsmotoren, capacitieve meetsystemen voor het be-

palen van zeer kleine toleranties in physische afmetingen van fijnmechanische produkten, en vele andere omzetters.

Het bovenbeschreven instrument heeft als voordelen voor deze toepassingen de zeer eenvoudige bediening bij een zeer goede stabiliteit en gevoeligheid, de mogelijkheid lange verbindingen te gebruiken tussen meetplaats en instrument en het feit, dat het instrument een uitgangsspanning levert, evenredig met de gemeten grootheid. Deze laatste eigenschap maakt het instrument geschikt voor gebruik in regelsystemen.

Het is een genoegen het belangrijke aandeel te vermelden dat de heer W. van Jaarsvelt in de tot standkoming van het instrument heeft gehad. De uitvoering van de fasediscriminator en het tot standkomen van het complete circuit van het instrument met zijn vele details zijn geheel door hem verzorgd.

Literatuur.

1. L. H. M. Huydts, J. J. Koch, L. R. Bourgonjon, W. L. Esmeyer. Een apparatuur van grote gevoeligheid voor het elektrisch meten van mechanische grootheden.
   De Ingenieur *58* (1946) nr. 1.
2. J. J. Zaalberg van Zelst: Een schakeling met laag ruisniveau voor de condensatormicrofoon.
   Philips T. T. *9* (1947) p. 357.
3. J. van Slooten: Noise properties of LC oscillators.
   Electronic Application Bulletin *14* (1953) p. 33.
4. A. Rademakers: Een condensatormicrofoon geschikt voor stereofonie.
   Philips T. T. *9* (1947) p. 330.

Manuscript ontvangen op 7 november 1959.

Overwegingen bij de toepassing van gedrukte bedrading in omroeptoestellen

door W. A. van Waasdijk *)

Samenvatting van een voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 24 september 1959.

Bij de toepassing van gedrukte schakelingen gelden vele overwegingen; ze zijn afhankelijk van het soort en doel van de schakeling.

We willen ons hier beperken tot die overwegingen, die in ons bedrijf tot de toepassing van gedrukte bedrading hebben geleid in het beperkte gebied van de Omroepontvangers.

In verband met de zeer uiteenlopende situaties in diverse exportgebieden is het noodzakelijk om per jaar een vrij groot aantal verschillende typen toestellen te maken, waardoor dus de gemiddelde series nooit die grootte zullen hebben als b.v. voor een eenheid van de schakeling van een elektronische rekenmachine. Overwegen we de voor- en nadelen van een gedrukte of geëtste bedrading dan komen we tot de volgende situatie.

Voordelen zijn:

1. Constante bedrading — dus geen fouten.
2. Snellere en min of meer gemechaniseerde werkmethode — dus goedkopere produktie.
3. Mogelijkheid tot nieuwe opbouwmethoden.

Hier staan natuurlijk ook nadelen tegenover en wel:

1. Het materiaal is verhoudingsgewijs kostbaar, zeker indien speciale eisen aan het diëlectricum worden gesteld.
2. Gemiddeld is een tweemaal zo groot oppervlak nodig t.o.v. montage in het conventionele chassis.
3. Tussentijdse wijzigingen zijn onmogelijk of alleen met kosten en tijdverlies te bereiken.
4. Het gebruik van gedrukte bedrading buiten de gebieden van gelijkstroom of wisselstroom tot ca. 100 kHz brengt meer moeilijkheden met zich mede.
5. Er is een grotere gebondenheid aan de bij de ontwikkeling gekozen onderdelen i.v.m. de plaats of ruimte op de plaat.

---

*) Radiolaboratorium, Van der Heem N.V., Den Haag.

Naast deze beschouwing van voor- en nadelen die zowel naar de ene als naar de andere kant nog kunnen worden uitgebreid en uitsluitend de technische zijde van het project belichten is het van nog groter belang te weten welke invloeden de toepassing van gedrukte bedrading op een kostprijscalculatie van het eindprodukt zal hebben.

Deze calculaties waren in de aanvang gezien de kostprijs van het printmateriaal, de beperkte series en de noodzakelijke nieuwe gereedschappen en investeringen niet overtuigend ten gunste van gedrukte bedrading. Hiernaast is er de onbekendheid met alle factoren van de werkmethoden en zijn invloeden op de produktiecapaciteit. Speciaal dit laatste is voor een ontwikkelgroep een zeer aantrekkelijk argument om de problemen rond de gedrukte bedrading nader te bestuderen en de voor de aanvang gunstigste werkmethode bij de gegeven produktie-aantallen te bepalen.

In de eerste plaats moest een materiaalkeuze worden gedaan. Enige ervaring, opgedaan door het elektronisch laboratorium, bepaalde de keuze op pertinax met koperfolie, waarbij het overbodige koper wordt weggeëtst.

Een principieel punt bij het gebruik van een „print" is de keuze van het raster. Hoewel door de IEC de maat van $^1/_{10}$ inch wordt aanbevolen, wordt hier de $2^1/_2$ mm afstand gebruikt om de eenvoudige reden dat deze ronde maat voor ons het gemakkelijkst is. De speling van de onderdelen in de gaten van $1{,}3^{+0{,}1}$ mm is altijd nog zodanig dat b.v. onderdelen waarbij de onderlinge afstand van de contacten $^1/_{10}{}''$ is en de grootste afstand tussen de uiterste contacten niet meer dan ca. 12 eenheden bedraagt zonder bezwaar kunnen worden gebruikt.

Als eerste onderwerp werd een 4 buizen batterij-ontvanger gekozen, waarbij de „print" dat deel van de schakeling zou bevatten dat ligt tussen het ingangsrooster van de mengbuis en de anode van de eindtrap. Aangemoedigd door het succes dat deze eerste print had, volgde de ontwikkeling van een print voor een AM wisselstroomontvanger en een AM-FM toestel. Voor al deze prints werden complete gatenstempels gemaakt. Het maken van steeds nieuwe stempels is echter tijdrovend en kostbaar en in dit stadium werd besloten in nieuwe prints uitsluitend gaten van $1{,}3^{+0{,}1}$ mm te gebruiken en de elektrische onderdelen hieraan aan te passen. Hiertoe werd een stempel gemaakt met de mogelijkheid van 6.200 gaten waarin door uitwisseling van de pennen, elke combinatie gemaakt kan worden.

De omsteltijd is ca. 3 uur, weliswaar lang t.ov. de stamptijd (bij de huidige series van 3 à 4000 stuks) maar verwaarloosbaar t.o.v. de tijd dat het stempel niet in gebruik is. Hoewel primitief, is dit gereedschap de aanloop tot snellere, betere maar ook veel kostbaarder programmastempels.

Een nog zeer omstreden punt vormt de soldeermethode. Hier staan tegenover elkaar de punt voor punt methode en het sol. deren van alle punten tegelijk in een tinbad. Hoewel de eerste methode meer tijd kost is het onze ervaring dat nooit slechte soldeerverbindingen voorkomen.

Het solderen in een dompelbad of tinbad met golfvorming is ondanks de verbeteringen en verfijningen zoals toepassing van teflon maskers, en regelingen voor de juiste dompeldiepte nog niet geheel betrouwbaar, waardoor na het solderen een controle op de soldeerpunten niet achterwege kan blijven. Deze controle kost mensen en daar het bekend is dat geen controleur ooit 100 % van de fouten vindt, wordt tot nog toe de voorkeur gegeven aan het punt voor punt solderen.

Aangezien het grootste gedeelte van de ontvangers, waarin prints zijn verwerkt, wordt geëxporteerd, is de houdbaarheid van de elektrische eigenschappen belangrijk. Standaard tropenproeven van 1.000 uur bij wisselende temperatuur en vochtigheid hebben bewezen, dat gegeven een bepaalde kwaliteit pertinax en een met alcohol gereinigd oppervlak, de elektrische eigenschappen behouden blijven, doch de koperfolie er zeer slecht uitziet. Bestrijken met schimmelwerende lak voorkomt ook dit bezwaar en wij hebben ervaren dat op deze wijze behandelde prints aan zeer strenge eisen kunnen voldoen.

Na het gedurende anderhalf jaar produceren van toestellen met gedrukte bedrading is duidelijk gebleken dat reeds bij onze beperkte toepassing een kostprijsverlaging kon worden bereikt, omdat met minder mensen de geplande produktie kan worden gemaakt.

Manuscript ontvangen op 30 december 1959.

Stabiliteit van Televisie-ontvangers

door C. Dullemond *)

Samenvatting van een voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 24 september 1959.

De werkzaamheden welke in het televisielaboratorium worden verricht zijn er doelbewust op gericht een verkoopbaar artikel te produceren. Het onderzoekingsgebied wordt o.a. bepaald door de wens tot produktie- en kwaliteitsbeheersing, de constructieve verwezenlijking en min of meer filosofische overwegingen.

Het ontstaan van deze overwegingen is van tweeërlei aard.

1. Commerciële behoeften (soms „mode").

Een voorbeeld hiervan is de vraag of de zichtbare afstemming op het beeld dan wel met behulp van een afzonderlijke indicator moet plaats vinden.

2. Technische vooruitgang.

Hieruit ontstaat de wens de bediening van het toestel zo eenvoudig mogelijk te maken waarbij men zich kan afvragen wat men nog meer wil dan alleen de belangrijke knop om het apparaat uit te zetten.

Tegen deze achtergrond begint het woord stabiliteit betekenis te krijgen. Het verkregen plaatje zal „stabiel" moeten zijn voor wat betreft lichtnet-invloeden (spanningsverschillen, spanningsstoten, frequentie-afwijkingen), variaties in signaalsterkte, storingen (buurzenders, industriële en huishoudelijke storingen). Naast deze invloeden van buitenaf is er een aantal oorzaken in het apparaat zelf dat de stabiliteit in gevaar brengt (versterkers, eigenstraling, veroudering van buizen, temperatuur- en vochtigheidsvariaties, frequentiedrift enz.).

Elk van deze stabiliteitseisen is welhaast vanzelfsprekend wanneer de oplossing bekend is en verwerkt in het ontwerp. Sommige van deze stabiliteitseisen kunnen worden vervuld door gebruik te maken van de regeltechniek.

*) Televisielaboratorium, Van der Heem N.V., Den Haag.

Aan de hand van voorbeelden werd door de spreker vervolgens aangetoond dat de toepassing zelfs van eenvoudige regelcircuits zoals automatische versterkingsregeling en gestabiliseerde horizontale afbuigschakelingen, de ontwerper voor verrassingen kan plaatsen.

Manuscript ontvangen op 30 december 1959.

De voertuigzendontvanger KL/GRC 3030

door J. de Mey *)

Samenvatting van een voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 24 september 1959.

In de laatste wereldoorlog was in Engeland voor militair gebruik in voertuigen een zendontvanger gebouwd en in omloop gebracht onder het typenummer WS 19 (Wireless Set No. 19). Dit apparaat had een frequentiebereik van 2 tot 8 MHz. In de zender werd de amplitudemodulatie verkregen door roostermodulatie in de eindtrap, terwijl de zendfrequentie werd verkregen door het mengen van de frequentie van de lokale oscillator van de superheterodyne ontvanger met die van een vaste oscillator afgestemd op de middelfrequentie van de ontvanger.

In het apparaat was bovendien een laagfrequent versterker ingebouwd voor communicatie tussen de bemanningsleden van het voertuig. Tot de uitrusting van de installatie behoorden een voedingsapparaat, een antenne-aanpassingskast, een kristalgestuurde ijkoscillator, een draagrek met schokdempers en diverse antennes.

In de Verenigde Staten was het apparaat AN/GRC 9 ontwikkeld en tot standaarduitrusting verkozen. Deze installatie met een frequentiebereik van 2 - 12 MHz verschilt zowel in mechanisch als in elektrisch opzicht sterk van de WS 19. Zo is de zendontvanger geheel gesloten uitgevoerd, waardoor het gebruik in voertuigen veel minder bezwaren oplevert. De antenne-aanpassingseenheid is ingebouwd in de zendontvanger. Bij het in dienst houden van de apparaten WS 19 werden ernstige bezwaren ondervonden: de frequentiestabiliteit was geheel onvoldoende. De behoefte aan een groter frequentiegebied en een betere antenne-aanpassing, maakten voorzieningen noodzakelijk.

Bij de herziening van het apparaat zouden (onder behoud

*) Radiolaboratorium, Van der Heem N.V., Den Haag.

van dezelfde afmetingen en zo mogelijk met gebruikmaking van de reeds aanwezige uitrustingsstukken en onderdelen) de volgende punten bijzondere aandacht moeten hebben.

1. Frequentiestabiliteit.

Door het ontwerpen van een speciale condensator met zeer lage temperatuurcoëfficiënt en een op de eigenschappen van de variabele condensator afgestemd spoelontwerp kon aan de hooggestelde eisen voor de stabiliteit worden voldaan.

2. Zendvermogen.

De belangrijkste verbeteringen konden hier gevonden worden bij de sturing van de zender-eindbuis en bij het antenne-aanpassingssysteem. Voor wat betreft het laatste voldeed een systeem waarbij gekozen wordt uit een aantal vaste condensatoren, vaste zelfinducties en een aantal continu variabele zelfinducties (met inschuifbare poederijzerkernen) het beste.

3. Modulatie.

Verbetering van de modulatie werd verkregen door over te gaan op gemengde plaat- en schermroostermodulatie van de eindbuis.

4. Uitbreiding frequentiebereik tot 12 MHz.

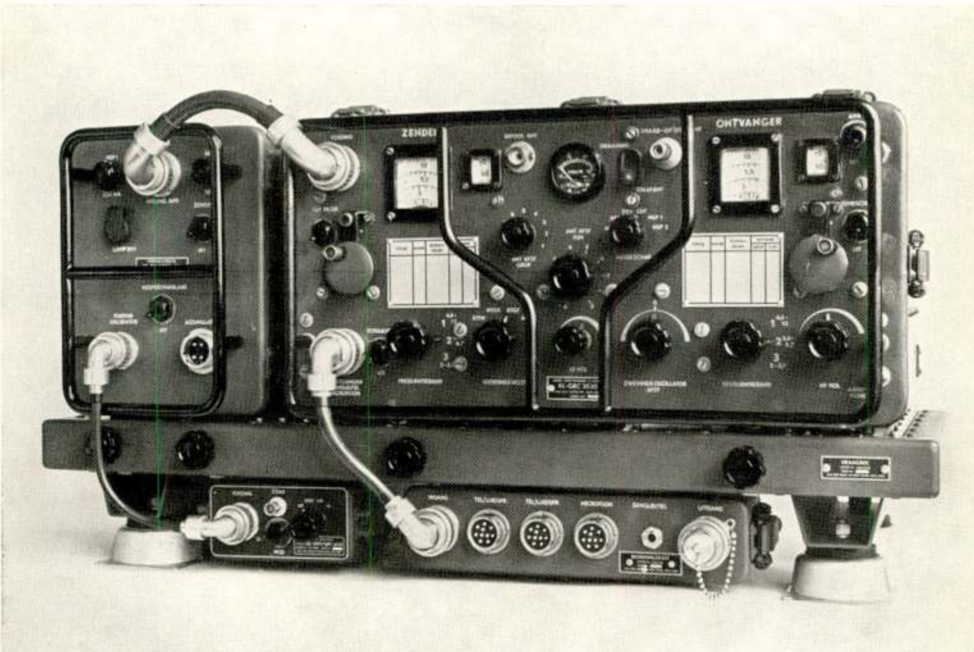
Het frequentiebereik wordt hiermede gelijk aan dat van de Amerikaanse AN/GRC 9, het gebied werd verdeeld in drie banden n.l. 2-3.7, 3.6-6.7 en 6.6-12 MHz.

5. Klimatologische en mechanische eisen.

Buitendien zou het apparaat moeten voldoen aan de klimatologische en mechanische eisen zoals deze zijn vastgelegd in het Engelse militaire voorschrift K 114. Dit houdt o.a. in werking van het apparaat bij omgevingstemperaturen $-40° C$ tot $+55° C$, bestendigheid tegen vocht-, schok- en trilproeven en onderzoek naar de schimmelbestendigheid. Om hieraan te kunnen voldoen moesten speciale eisen worden gesteld aan de mechanische constructie van het apparaat en aan de onderdelen.

Om ook onder zeer ongunstige omstandigheden een goede werking te verzekeren werd besloten het apparaat geheel wateren dampdicht te maken. Constructief gaf dit veel consequenties, zo moesten alle doorvoeren van assen door het frontpaneel volledig worden afgedicht, terwijl ook de aansluiting van het frontpaneel op de kast dicht moest zijn.

De schimmelproeven brachten aan het licht dat schimmels ontstonden op die onderdelen waarop t.g.v. aanraking met de



De voertuigzendontvanger KL-GRC 3030

handen een voedingsbodem aanwezig was (bedieningsknoppen e.d.). Er was geen aanleiding speciale maatregelen hiertegen te nemen.

Behalve aan de zendontvanger zelf werd ook aan het voedingsapparaat een aantal voorzieningen getroffen. In de eerste plaats moest de voeding uit een batterij van 24 volt plaats hebben (bij de WS 19 was dit 12 volt) waarbij in het motorenlaboratorium een nieuw motor-generatorontwerp werd gemaakt met een aanmerkelijk beter rendement.

Bij gelijkblijvend verbruik kwam meer vermogen voor de zendontvanger ter beschikking en nam de inwendige verwarming van het voedingsapparaat af. Bij de gesloten uitvoering zonder ventilatie was dit wel zeer belangrijk!

Manuscript ontvangen op 30 december 1959.

De VHF Radio Telefoons type HTC 2305

door J. A. G. van Everdingen *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 24 sept. 1959.

Summary

After dealing with the historical background and with some of the international requirements, a description is given of the current range of VHF radio-telephones, consisting of 6 different types, a special feature being that all these types can be assembled using one basic transmitter-receiver unit.

1. Inleiding.

Velen zijn bekend met het Havenradar Systeem langs de Nieuwe Waterweg. Dit project vormde een belangrijke schakel in de ontwikkeling van de te beschrijven VHF apparatuur.

In 1950 werd eerst een opdracht voor het vervaardigen van een zeer groot aantal WS 31 zender-ontvangers voor militair gebruik verkregen (de WS 31 is een draagbare zender-ontvanger, uit batterijen gevoed, frequentiebereik 40-48 MHz, gewicht ca. 15 kg), kort daarna gevolgd door een aanvraag voor een groot aantal 'Portofoons', zoals inmiddels de Nederlandse benaming voor een Walkie-Talkie luidde. Deze portofoons moesten werken op een aantal door kristallen bestuurde kanalen in de 156-174 MHz band.

Nu vergt het ontwikkelen en daarna fabriceren van geheel nieuwe apparatuur steeds grote bedragen. Voor wat het elektrische gedeelte betreft is er daarom steeds een streven te steunen op reeds gebruikte en bekende schakelingen, en wat het mechanische gedeelte betreft worden daarom steeds zoveel mogelijk reeds bestaande constructies, matrijzen en andere bouwstenen gebruikt. Om die reden werd veel geput uit alles wat

*) Van der Heem N.V., Den Haag.

de WS 31, die toen reeds in produktie was, kon bieden. Zeer globaal zou de portofoon dus wel als een civiele versie van de WS 31 beschouwd kunnen worden. Een dergelijke gang van zaken is onder andere uit de vliegtuigindustrie wel bekend. Hierdoor bestaat er dus ook een uiterlijke overeenkomst tussen deze beide types.

De eerder genoemde aanvraag leidde niet tot een fabricage-opdracht, doch kort nadien begonnen de plannen voor de Rotterdamse Havenradar vastere vorm aan te nemen. Hieruit ontstond een nauwkeurige specificatie voor de portofoon. In zijn definitieve vorm kreeg de portofoon 12 door kristallen bestuurde kanalen. De gevoeligheid is iets beter dan 1,5 μV. Hierdoor kan tussen twee portofoons, ondanks de geringe zend-energie van 0,3 W, een afstand van 15 km overbrugd worden. Hoewel er ook nog gebruiksmogelijkheden zijn voor portofoons met een geringer afstandsbereik, zoals b.v. voor 'schip - sleep' verbindingen of voor radioreportage, zullen wij toch deze getallen moeten aanhouden voor eventuele nieuwere, getransistoriseerde uitvoeringen. De werkingsduur op één acculading is thans acht uur. Reeds geruime tijd voordat de aflevering in 1956 plaats vond ontstond de behoefte schepen, die zich voortdurend binnen het gebied van de radarposten bevinden, zoals veerboten, loodsboten en diverse gemeentevaartuigen, van een eigen permanente installatie te voorzien, die dus uit het scheepsnet gevoed kan worden en daarom met normale wisselstroombuizen kan worden uitgerust.

De ontwikkeling die hiertoe werd ingezet, heeft de grondslag gelegd voor de tegenwoordige reeks VHF apparaten, waaraan hoofdzakelijk deze bespreking gewijd is.

2. Internationale eisen.

De aanvankelijk beperkte opgaaf om apparatuur te maken voor het Rotterdamse gebied groeide verder uit tot het maken van apparatuur, die tevens aan de internationale eisen kon voldoen.

Hieraan is echter ook een grote en nuttige internationale activiteit voorafgegaan. Enerzijds werd VHF in toenemende mate voor scheepsgebruik toegepast, zoals bij voorbeeld op de grote meren in Noord-Amerika en bij de Havenradar van Liverpool, en later die van Rotterdam. Anderzijds was men er zich ten volle van bewust, dat voor het internationaal gebruik

op schepen allereerst enkele technische en operationele eisen vastgelegd dienden te worden.

Gelukkig heeft zich dit in zeer snel tempo voltrokken. Nadat in september 1955 op een C.C.I.R. conferentie te Götenborg een voorlopige frequentieband en kanaalafstanden waren vastgesteld, werden in augustus 1956 op de C.C.I.R. conferentie te Warschau de voornaamste technische eisen geformuleerd, zoals: frequentie modulatie met een maximale frequentiezwaai van 15 kHz, vertikale polarisatie, pre-emphasis van 6 dB per octaaf, zender-uitgangsvermogen maximaal 20 *W* en een frequentie tolerantie van maximaal 2×10^{-5}.

Het geheel werd tenslotte afgerond door de 'Haagse Conferentie' in januari 1957, alwaar door deskundigen uit vele landen de nog openstaande punten, hoofdzakelijk van operationeel-technische aard werden gestandaardiseerd. (Deze conferentie werd in maart nog door een regionale te Brussel gevolgd, speciaal voor gebruik van VHF op de Rijn.)

In een band van 1,4 MHz werden 26 kanalen benoemd. Deze kanalen werden naar bestemming in drie hoofdgroepen verdeeld, namelijk: Intership, Port Operations en Public Correspondence.

Intership, het verkeer tussen schepen onderling dus, moet uiteraard op kanalen met één frequentie afgewikkeld worden en is daarom steeds z.g. simplex verkeer.

Port Operations omvat scheepsbewegingen en scheepsveiligheid, dus ook de radar beloodsing vanaf de vaste wal. Deze kanalen hebben deels één frequentie en deels twee frequenties, d.w.z. een verschillende frequentie voor zender en ontvanger.

Public Correspondence houdt in: openbare telefoongesprekken, aansluiting gevende op de openbare telefoonnetten. De hiervoor bestemde kanalen hebben daarom steeds twee frequenties, en ook duplex verkeer, waarbij dus tegelijk gezonden en ontvangen wordt, kan hierop voorkomen.

Verder is er nog kanaal no. 16, Calling & Safety, dat een bijzondere plaats inneemt; het is speciaal beschermd tegen storing, doordat de afstand tot de naastliggende kanalen hier 100 kHz bedraagt.

De mobiele zendkanalen liggen alle in de 1,4 MHz brede band van 156,05 tot 157,40 MHz. De mobiele ontvang frequenties liggen voor simplex kanalen in deze zelfde band; bij de duplex kanalen liggen de ontvang frequenties echter alle 4,6 MHz hoger, dus tussen 160,65 en 162 MHz.

Het is natuurlijk mogelijk een zender-ontvanger te maken

uitsluitend voor de 26 kanalen van de Haagse Conferentie. Voor de meeste gevallen is dan echter het aantal kanalen groter dan noodzakelijk, hetgeen de kosten onnodig verhoogt, terwijl het aan de andere kant niet mogelijk is tevens te werken in stelsels buiten deze band, die alom aanwezig zijn en ook wel zullen blijven.

3. Samenstelling VHF reeks.

De VHF reeks is daarom als volgt opgebouwd: Er is uitgegaan van éénzelfde zender-ontvanger chassis voor de verschillende uitvoeringen, hetgeen de produktiekosten verlaagt, wat natuurlijk reeds voor de gebruiker van belang is, maar wat het ook mogelijk maakt de installatie op een later tijdstip uit te breiden, b.v. voor meer kanalen. Dit zender-ontvanger chassis kan uitgerust worden met een oscillatoreenheid voor maximaal 12 kanalen, of voor maximaal 33 kanalen. Verder kan dit chassis in een waterdichte kast geplaatst worden voor simplex en semi-duplex gebruik, of in een druipwaterdichte kast samen met voeding en duplex filter, voor simplex en duplex gebruik.

Het is wellicht nuttig de voor- en nadelen van deze beide uitvoeringen naar voren te brengen. Mobiele militaire apparatuur werd omstreeks het einde van de oorlog vrijwel algemeen in een lucht- en waterdichte kast gemonteerd. De inwerking van vocht en eventuele condensatie van waterdamp op de onderdelen kan dan geheel vermeden worden. Het nog aanwezige vocht wordt door een silicagel droogpatroon geabsorbeerd. Een verder voordeel is dat de apparatuur geheel 'schoon' blijft, omdat er geen verontreiniging door stof of rook kan optreden, wat vanzelfsprekend de betrouwbaarheid verhoogt. Aan de andere kant is het echter moeilijk de ontwikkelde warmte af te voeren, doordat de overgang van de lucht op de bak, en weer van de bak op de buitenlucht, een zéér hoge thermische weerstand betekent. Het was daarom niet mogelijk een waterdichte uitvoering voor duplex verkeer te maken, zonder de zo zeer gewenste betrouwbaarheid weer te ondermijnen door hoge bedrijfstemperaturen.

De waterdichte modellen zijn dus alleen geschikt voor semiduplex verkeer, d.w.z. zender en ontvanger werken op een verschillende frequentie, doch niet gelijktijdig, met de zogenaamde 'push-to-talk' bediening. Daar deze apparatuur steeds ook met

simplex kanalen is uitgerust is dit geen enkel bezwaar. Het landelijk mobilofoonnet werkt ook aldus. Op de radarkanalen *mag* geen duplex gebruikt worden, omdat hierdoor de vaste-wal-ontvangers geblokkeerd kunnen worden voor andere signalen. Bovendien is het daar, door het eenzijdig karakter van de mededelingen, ook nooit nodig.

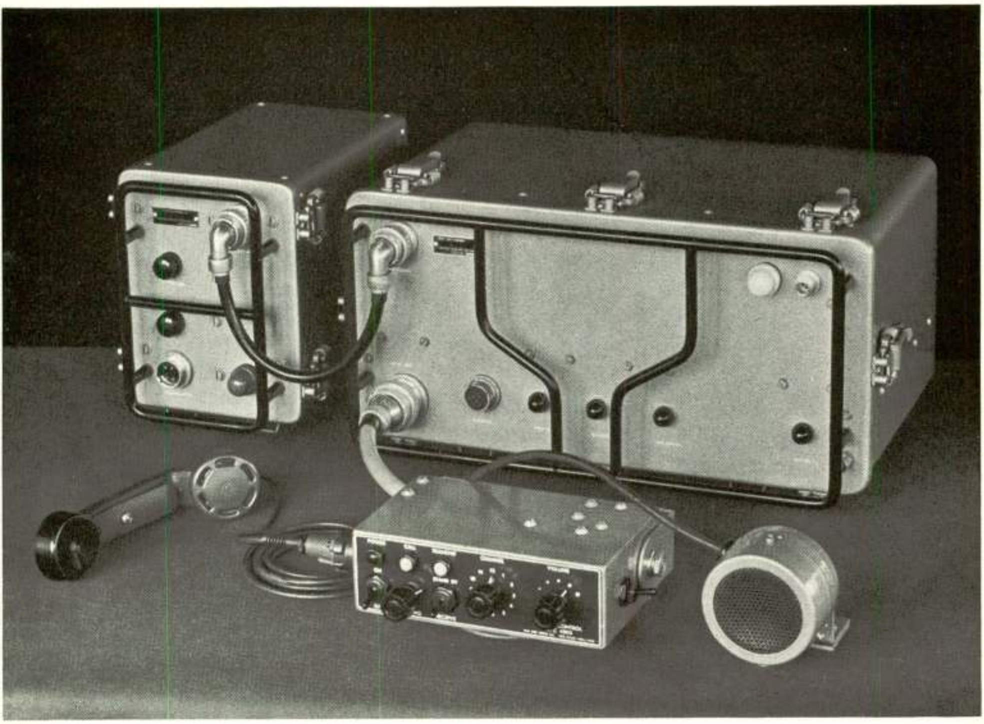


Fig. 1
De HTC 2305 in waterdichte uitvoering voor simplex en semi-duplex verkeer op maximaal 12 kanalen.

Voor de gevallen waar duplex noodzakelijk is, b.v. voor vaste posten of voor grote schepen, die passagiers van de VHF radio-telefoon gebruik willen laten maken, wordt de zender-ontvanger dus in een ruime kast met ventilatie-openingen geplaatst.

Verder worden de zender-ontvangers nog onderscheiden in lokaal bediende apparaten en apparaten met afstandbediening. Het is natuurlijk wel zo, dat lokaal bediende apparaten in een

beperkt aantal gevallen gebruikt kunnen worden, tegenover op afstand bediende in *alle* gevallen, doch het prijsverschil is nog wel voldoende om ook deze lokaal bediende types in de reeks op te nemen. Ze worden echter om technische redenen alleen voor 12 kanalen gemaakt.

Samenvattend worden aldus zes zender-ontvangers verkregen,



Fig. 2
De HTC 2305 in druipwaterdichte uitvoering voor simplex en duplex verkeer op maximaal 33 kanalen.

n.l. met lokale bediening voor 12 kanalen, met volledige afstandbediening voor 12 kanalen en met volledige afstandbediening voor 33 kanalen, elk in de waterdichte en in de druipwaterdichte uitvoering (fig. 1 en 2).

Een telemicrofoon kan, behalve aan de afstandbedieningseenheid, steeds ook aan de zender-ontvanger aangesloten worden voor lokale bediening.

Bij de simplex en duplex uitvoering kunnen desgewenst de zender en de ontvanger ieder op een afzonderlijke antenne aangesloten worden.

Alle apparaten kunnen uitgerust worden met een vibratorvoeding voor aansluiting op een accubatterij van 12 of 24 volt, of met een netvoeding voor aansluiting op het wisselstroomnet 110/220 volt. Al deze voedingen zijn onderling verwisselbaar, zonder dat in de regel in de zender-ontvanger iets behoeft te worden omgeschakeld.

4. Verdere constructieve gegevens.

Voor iedere zend- en ontvangfrequentie wordt een afzonderlijk kristal gebruikt, waardoor op geheel willekeurige frequenties gewerkt kan worden. Een kristal besparende schakeling is dus niet toegepast, omdat dan dit voordeel weer verloren zou gaan. Overigens zou de besparing bij circa 30 kanalen nog maar gering zijn, waartegenover grote uitgaven zouden staan voor de sterk afwijkende schakeling en constructie.

Voor de waterdichte uitvoering hebben wij gesteund op de bakken en bijbehorende constructies van de KL/GRC-3030, die door ons voor de landmacht werd ontwikkeld en waarmede wij een ruime ervaring hadden verkregen. Daarom is hier in de uiterlijke vorm een grote overeenkomst te zien.

De zender bevat zeer ruim gedimensioneerde stuur- en verdubbeltrappen. Het is daardoor mogelijk bij nominale output alleen door het omschakelen van kristallen een band van 2 MHz te beslaan en, bij een circa 2 dB verminderde output, van 3 MHz.

In de ontvanger wordt drie maal geconverteerd. Mede door een voorzichtige keuze van midden frequenties is het gelukt de ontvanger een frequentieband van ruim 7 MHz te laten beslaan alleen door het omschakelen van kristallen; dit bij behoud van een onderdrukking van ongewenste frequenties van 86 dB en bij een gevoeligheid van circa 0,7 μV.

De laatste middenfrequentie is 450 kHz. De selectiviteit wordt verkregen in een z.g. blokfilter, dat is hier een filtereenheid bestaande uit 12 gekoppelde kringen. Dit blokfilter wordt als compleet onderdeel gefabriceerd, buiten het apparaat afgeregeld en daarna verzegeld, hetgeen bij reparatie of onderhoud een groot voordeel is, daar het nu als uitgangspunt voor de afregeling van het overige midden frequent gedeelte gebruikt kan worden. De versterking wordt hierna verkregen in een aantal vrij brede trappen, die daardoor niet meer van invloed zijn op de midden frequent kromme vorm.

Aan de 'squelch', ruisonderdrukker of drempel-schakeling, is grote aandacht besteed om te bereiken dat de werking zoveel mogelijk alleen afhankelijk is van de signaal-ruisverhouding, en niet van de absolute sterkte van het signaal of van de storingen. Daarom wordt in plaats van de door de draaggolf ontwikkelde spanning een door het laagfrequent signaal ontwikkelde spanning aan de schakeling toegevoerd. Het kan dan ook niet meer voorkomen dat het apparaat door de *gewenste* modulatie juist *buiten* werking wordt gesteld.

Zeer veel aandacht is besteed aan de vibrator voeding. Door alle verschijnselen nog eens nauwkeurig onder de loupe te nemen is het gelukt de levensduur aanzienlijk te vergroten. Met een normale handelsvibrator wordt nu op 12 volt 2000 uur, op 24 volt een levensduur van 6000 uur bereikt; met een shunt vibrator zelfs van ver over de 10000 uur.

De betrouwbaarheid van dit soort apparatuur is zeer belangrijk. Enerzijds kan de veiligheid van navigatie ervan afhangen, anderzijds kan het speciaal bij zeeschepen soms lang duren voordat een storing opgeheven kan worden. Het spreekt daarom wel van zelf dat wij ons alle moeite hebben gegeven bij de constructie, fabricage en controle de storingskansen zo ver mogelijk te verminderen. Daarom is de constructie zeer degelijk en zijn de afmetingen aan de ruime kant gehouden, waardoor een overzichtelijke montage mogelijk is en de bedrijfstemperaturen niet hoog kunnen worden.

De gebruikte onderdelen zijn, op een enkele noodzakelijke uitzondering na, alle gekozen uit het z.g. 'Blue Book', d.i. de Engelse lijst van voor militair gebruik goedgekeurde onderdelen. Dit waarborgt het kwaliteitsniveau en tevens ook de algemene verkrijgbaarheid van deze onderdelen.

Voordat de apparaten tenslotte afgeleverd worden, worden ze nog geruime tijd in bedrijf gesteld. Hierdoor worden de

storingskansen aanzienlijk verminderd. Het steeds wat hogere storingspercentage in het begin van de levensduur komt dan namelijk niet ten laste van de gebruiker.

Tenslotte is nog een heel merkwaardig gevolg van de standaardisatie door de Haagse en Brusselse conferentie te vermelden. Terwijl vroeger de benodigde kristallen pas besteld konden worden nadat aan de gebruiker door de P.T.T. een frequentie was toegewezen, kunnen nu kristallen voor deze gangbare frequenties in voorraad worden gehouden. De totale voor de levering verstreken tijd, die tevoren vele maanden kon zijn, is hierdoor tot enkele dagen teruggebracht.

Manuscript ontvangen op 5 oktober 1959.

Enige beschouwingen over de elektronische teller en enkele van zijn toepassingen

door A. B. Idzerda *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap
op 24 september 1959.

Summary

A brief review is given of the various fields of application of electronic counters, together with some of their specific requirements.

This is followed by a broad survey of the Van der Heem transistorized counter (type 9908), completed with the most important specification data.

1. Inleiding.

In deze tijd, waarin de mens streeft naar meetwijzen die tegelijkertijd snel en zeer nauwkeurig zijn, nemen digitale technieken een steeds grotere plaats in.

In grote lijn koppelt men aan het woord 'digitaal' veelal de klanken: discreet, discontinu, stapsgewijze benadering, terwijl men bij de tegenpool 'analoog' denkt aan begrippen als continu, gelijkmatig, nabootsing. Aan welke wijze van aanpak - hetzij analoog, hetzij digitaal - men in een bepaald geval de voorkeur zal geven, hangt van vele factoren af. Zonder in detail hierop in te gaan, kan toch wel worden gesteld, dat men veelal de voorkeur zal geven aan digitale technieken zodra een zeer grote nauwkeurigheid wordt vereist. Men kan dan tevens profiteren van een grote snelheid, vorm van presentatie van het resultaat (bijv. getalvorm) en - indien terzake - het relatief eenvoudig én betrouwbaar overbrengen van gegevens in digitale vorm.

Een typisch voorbeeld van een digitaal meetinstrument is de elektronische teller, een apparaat dat dank zij zijn vele mogelijkheden momenteel sterk in de belangstelling komt.

*) Laboratorium voor toepassing van transistoren, Van der Heem N.V., Den Haag.

2. Een indeling van tellers naar hun toepassingsterrein.

Uiteraard kan het onderstaande niet anders zijn dan een globale indeling, waarbij slechts enkele in het oog lopende facetten worden genoemd.

2.1. *Laboratorium meetinstrument.*

In de eerste plaats bedoeld voor snelle en tevens zeer nauwkeurige *frequentiemetingen.* Het te bestrijken gebied kan liggen van zeer laagfrequent tot honderden MHz.

De hoogste frequentie die rechtstreeks met een elektronische teller geteld kan worden ligt voor apparaten, uitgerust met elektronenbuizen, bij circa 10 MHz. Bij toepassing van transistoren ligt momenteel de bovengrens bij 1 MHz.

Voor het meten van frequenties boven de genoemde grenzen, maakt men gebruik van zeer stabiele hulposcillatoren. Men kiest dan de hulpfrequentie zodanig, dat deze bij menging met de onbekende frequentie een verschil-frequentie oplevert, die in het direct te tellen gebied van de teller ligt.

In de tweede plaats wordt dit soort tellers ook veelvuldig gebruikt voor het nauwkeurig meten van betrekkelijk kleine *tijdsintervallen.* Betrouwbare metingen zijn op deze wijze mogelijk tot in microseconden nauwkeurig.

Behalve het rechtstreeks gebruik als frequentie- en tijdmeter, dient ook nog genoemd te worden de mogelijkheid om met behulp van dit instrument vele physische grootheden op indirecte wijze te bepalen. Hiertoe dient men te beschikken over de juiste opnemers, die de te meten grootheid in een frequentie of tijdsinterval omzetten. Om slechts enkele te noemen: druk, temperatuur, snelheid. Ook de digitale voltmeters behoren in deze groep thuis.

2.2.1. Industriële teller.

Deze vorm van teller wordt in de meest uiteenlopende takken van de industrie toegepast. In zijn eenvoudigste vorm gebruikt men dit apparaat waar aantallen moeten worden geteld met een snelheid, die voor mechanische of elektromechanische tellers te hoog is.

Hierbij zal men in het algemeen opnemers gebruiken (fotocel,

magnetische opnemer enz.) om per voorwerp een elektrische puls te produceren. Het frequentiegebied dat verwerkt moet kunnen worden, zal moeten lopen van 0 Hz tot circa 1 kHz. In uitzonderlijke gevallen is 10 kHz vereist. Deze relatief lage frequenties vinden hun grondslag in de mechanieken die de verplaatsingen veroorzaken.

Als speciaal facet bij dit soort apparaten dient genoemd te worden, dat de uitvoering robuust moet zijn. Bovendien moet de bediening ervan uiterst eenvoudig zijn, omdat de gebruiker vaak niet terzake kundig is.

2.2.2. De preset teller, is een uitgebreidere vorm van de industriële teller. Hiermede is het mogelijk een uitgangssignaal te krijgen op het moment, dat de teller een van tevoren ingesteld aantal heeft bereikt. Met deze uitgangspuls kan men dan het aan de gang zijnde proces doen stoppen of anderszins beïnvloeden.

Het is soms wenselijk, al naar de aard van het proces, meerdere instelmogelijkheden met bijbehorende besturingspulsen te hebben. De toepassingen van dit soort teller lopen sterk uiteen; van het eenvoudig aftellen van 144 pennen in een doosje tot en met volautomatische digitaal gestuurde draaibanken.

2.3. Tellers bestemd voor het *bepalen* van de intensiteit van *radioactieve straling*. De straling zelf is een 'random' verschijnsel, zodat over de minimale 'tijdsafstand' tussen twee pulsen weinig valt te zeggen. Het zijn in dit geval de opnemers, die de maximale herhalingsfrequentie bepalen. De gewone Geiger-Muller buis heeft een 'dode tijd' in de grootte-orde van 100 microseconden; een snellere versie heeft toch altijd nog een dode tijd van ongeveer 10 microseconden, zodat bij gebruik van dit soort opnemers, tellers met een herhaalfrequentie van 100 kHz veelal zullen voldoen.

Opnemers, werkend volgens het scintillatie principe zijn nog een factor sneller en hebben een minimale 'tijdsafstand' (ook wel genoemd scheidingstijd, resolution time en resolving time) van 1 à 2 microseconden. Aan deze z.g. scintillatie tellers stelt men meestal als eis, dat het scheidend vermogen 2 microseconden moet zijn.

Het is wellicht interessant hier op te merken, dat een teller, die bij continue toevoer van pulsen een minimale afstand van 1 microseconde tussen twee opeenvolgende pulsen kan verwer-

ken, bij discontinue toevoer van ingangspulsen een scheidend vermogen van ongeveer 2 microseconden vertoont.

Men kent de volgende twee wijzen van meten om met behulp van een teller de stralingsintensiteit in een getal uit te drukken.

Men telt het aantal uitgestraalde deeltjes gedurende een tijdsinterval, dat per geval kan variëren van minuten tot uren, óf men neemt de tijd op, die nodig was om een bepaald aantal deeltjes uit te stralen. Laatstgenoemde meetwijze is een vorm van preset teller.

Het zal duidelijk zijn, dat men bij het meten van deze 'random' stralingsverschijnselen niet een grote nauwkeurigheid kan verlangen.

Na deze indeling in grote lijn, zal iets nader worden ingegaan op het als eerst genoemde type: het laboratorium meetinstrument; mede omdat de bij Van der Heem ontwikkelde universele teller thuis behoort in deze klasse.

3. Elementaire opbouw van een elektronische teller.

Naast een algemene opzet, zal meer in het bijzonder de opbouw van de VDH-teller type 9908 worden behandeld (zie blokschema, fig. 1).

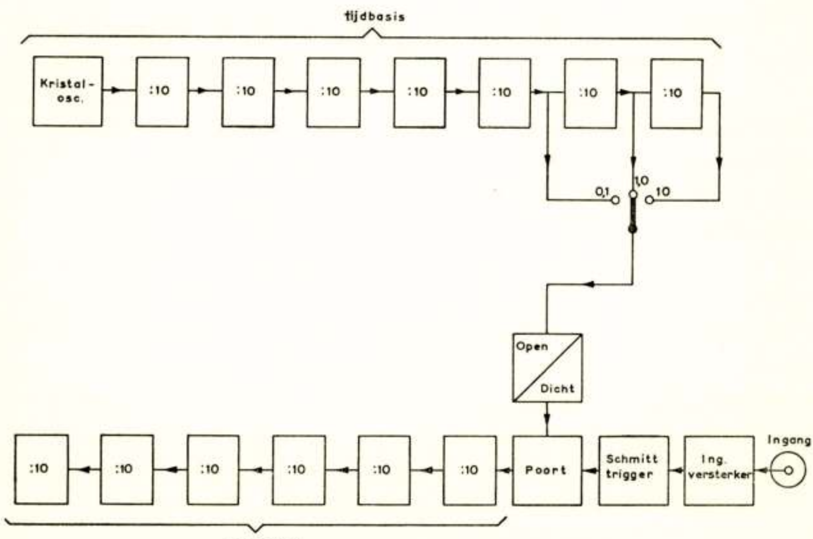


Fig. 1
Blokschema teller.

3.1. *Het telgedeelte.*

Het werkelijke telgedeelte kan op vele verschillende manieren worden gemaakt. Men kan gebruik maken o.a. van dekatrons, transistoren, elektronenbuizen, koude kathodebuizen, geheugenkerntjes, enz.

Ook de wijze van schakeling kent vele variëteiten, waarvan genoemd kunnen worden: ringdelers, binaire delers enz.

In dit betoog zal alleen worden ingegaan op het gebruik van buizen of transistoren in binaire delers, omdat dit soort schakelingen de twee gunstige factoren betrouwbaarheid en hoge telfrequentie in zich verenigen; al moet hieraan direct worden toegevoegd, dat deelschakelingen met koude kathodebuizen hun aantrekkelijkheid danken aan de eenvoud van de schakeling en de mogelijkheid tot direct aflezen.

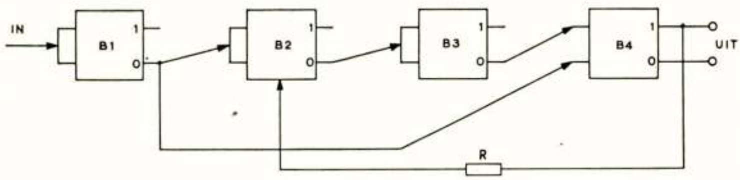


Fig. 2

Blokschema van de toegepaste 10-deler.

Uitgaande van een 16-deler (4 binaire trappen in serie) is door een extra verbinding $B_1 - B_4$ en een gelijkstroomblokkering van B_2 (via R van B_4 afgeleid) een zeer betrouwbare 10-deling verkregen.

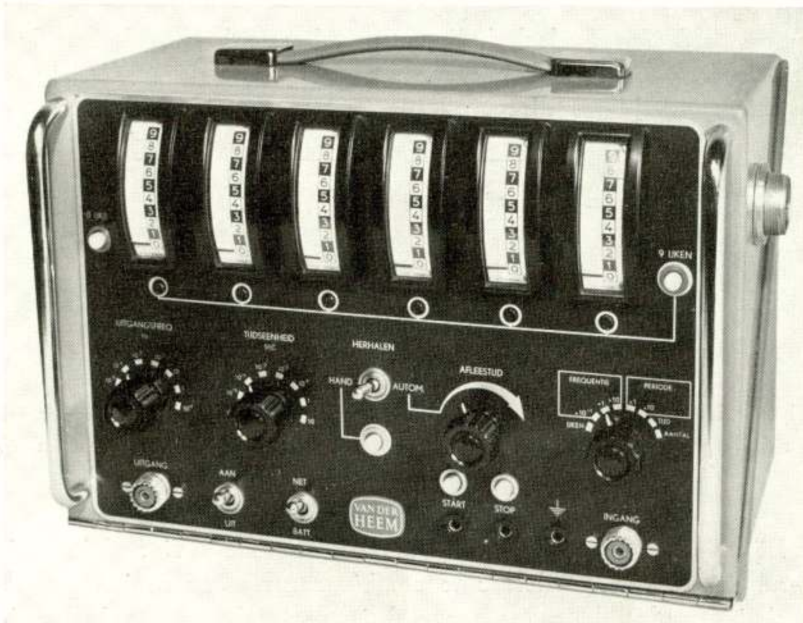
Bij telschakelingen is het gebruikelijk om elk viertal in serie geschakelde binaire delers te combineren tot een decimale deeleenheid, omdat de mens gewend is aan tellen en rekenen in het tientallig stelsel.

Men bereikt veelal dit tiendeel effect door schijnbaar een zestal pulsen van de laatste binaire deler naar voorgaande trappen terug te voeren. Het kan interessant zijn hier mede te delen, dat in de VDH-teller type 9908 een nieuw principe van tiendeling is verwerkt, waarop octrooi werd aangevraagd. In deze schakeling worden geen pulsen teruggevoerd, doch zorgen een rechtstreekse verbinding van de eerste binaire deler naar de laatste trap en een gelijkstroomkoppeling van de vierde trap naar de tweede, voor een zeer betrouwbare tiendeling tot hoge frequenties. Het blokschema hiervan is in figuur 2 weergegeven.

Schakelt men zes van dergelijke 10-delers in serie, dan kunnen 10^6 pulsen worden toegevoerd, voordat de teleenheid is volgeteld.

Elk aantal pulsen tussen 0 en 10^6 is gemarkeerd door de bijbehorende combinatie van toestanden, waarin zich de binaire delers bevinden. Men maakt deze combinatie leesbaar in cijfervorm met behulp van neonbuisjes, meters met schaalverdeling 0 – 9 of anderszins.

Bij de VDH-teller 9908 bestaat het telgedeelte uit zes in serie geschakelde dekaden (10-delers), waarbij de aflezing op een zestal meters met schaalverdeling 0 – 9 is uitgevoerd.



3.2. *Het ingangscircuit.*

De aan de teleenheid toe te voeren pulsen dienen van een constante vorm te zijn; in sterke mate onafhankelijk van de aan de teller toegevoerde pulsen.

Hiertoe wordt veelal een versterker voorgeschakeld, waarmee een Schmitt-trigger wordt gestuurd.

Zodoende wordt tegelijkertijd tegemoet gekomen aan de wensen van de gebruiker, voor wat betreft gevoeligheid en ingangsimpedantie van het apparaat.

3.3. *Het poortcircuit.*

Met behulp van bovengenoemde circuits, wordt elke binnengekomen puls rechtstreeks aan de teleenheid toegevoerd, zodat aantallen pulsen geteld kunnen worden.

Het is echter vaak interessant om slechts gedurende een bepaald tijdsinterval te kunnen tellen. Dit bereikt men door tussen ingangscircuit en teleenheid een circuit te schakelen, dat als poort fungeert; met andere woorden een circuit dat al dan niet de pulsen tot de teleenheid toelaat, afhankelijk van een open- c.q. dichtcommando.

Veelal is het mogelijk deze commando's van buitenaf aan de teller toe te voeren langs elektrische weg.

Interessanter echter is de mogelijkheid om gedurende een standaard tijdsinterval te tellen.

Voert men aan de teller een periodiek signaal toe, dat gedurende 1 seconde de teleenheid kan bereiken doordat de poort is geopend, dan kan op de teller worden afgelezen het aantal perioden per seconde, hetgeen per definitie overeenkomt met de frequentie.

De zeer nauwkeurige frequentiemeting kan derhalve plaats vinden in een meettijd van 1 seconde en is direct afleesbaar.

In de VDH-teller type 9908 staan de gebruiker 3 standaardtijden ter beschikking, te weten: 0,1 sec.; 1,0 sec. en 10 sec. De meettijd van 0,1 sec. is bestemd voor zeer snelle metingen, waarbij het laatste cijfer verwaarloosd kan worden.

3.4. *De tijdbasis.*

Genoemde standaardtijden worden veelal door middel van frequentiedeling uit een stabiele kristaloscillator afgeleid.

Tevens kan men dan de periode van het oscillatorsignaal als eenheid van tijd laten fungeren bij een meting van een onbekend tijdsinterval, dat gemarkeerd is door een elektrische start- en stoppuls, die men aan de desbetreffende commando-ingangen toevoert. In dit geval wordt aan het poortcircuit de oscillator frequentie toegevoerd, waarvan zoveel perioden worden doorgelaten als het te meten tijdsinterval duurt.

In het VDH-apparaat is hiervoor een zeer stabiele 1 Mc/s-oscillator toegepast, die, gevolgd door 5 respectievelijk 6 respectievelijk 7 decimale delers, de gewenste standaardtijden

oplevert en waarvan de periodeduur (1 μ sec.) als eenheid van tijd wordt gebruikt.

4. Nadere specificaties van de Van der Heem teller type 9908.

4.1. *Gebruiksmogelijkheden.*

Met type 9908, dat uitsluitend met transistoren is uitgerust, is het mogelijk:

1. Frequentie te meten van 10 Hz - 1 MHz.
   Gedurende 0,1; 1,0 of 10 seconden.
2. Periode te meten van 10 Hz - 10 kHz in microseconden nauwkeurig. Ook kan de tijd van 10 perioden worden bepaald.
3. Een tijdsverschil te bepalen tussen twee pulsen, over afzonderlijke lijnen aan de teller toegevoerd.
   De tijdseenheid kan gekozen worden uit de reeks: 1 μ sec., 10 μ sec. . . . 10 seconden.
4. Aantallen te tellen tot 1 miljoen.

ad 2. Frequenties beneden 1 kHz kunnen nauwkeuriger worden bepaald door de tijdsduur van 1 periode te meten; het afgelezen getal zal dan steeds ten minste vier cijfers bedragen. Nadeel van deze meetwijze is, dat de aflezing de reciproke waarde van de onbekende frequentie is. Een voordeel kan zijn, dat de meettijd slechts 1 periode bedraagt die dus in het algemeen kleiner dan 1 seconde is.
Voor nauwkeuriger metingen is het bepalen van de tijdsduur van 10 perioden zeer geschikt.

4.2. *Technische specificaties:*

Gevoeligheid: 200 mV effectief.
Ingangsimpedantie: 100 $k\Omega$.
Temperatuurgrenzen: 0° C tot + 40° C.
Oscillatorstabiliteit: beter dan 1 Hz per °C.
Voeding: omschakelbaar 220 V of 130 $V_{\sim}$; 10 VA
6 V = ; 3 *watt*.
Afmetingen: 30 cm x 22 cm x 16 cm.
Gewicht: 5,5 kg.

5. Slotbeschouwing.

Schrijver dezes is zich wel bewust, dat aan verschillende

problemen, die aan het begrip teller inhaerent zijn, in voorengaand betoog stilzwijgend is voorbijgegaan, doch meent dat in het kader van de lezing en het beschikbare tijdsbestek hiermede moest worden volstaan.

Manuscript ontvangen op 30 december 1959.

TOEKENNING VEDER-PRIJZEN

De Veder-prijzen werden dit jaar toegekend aan *Ir. F. C. de Ronde*, terzake van de constructie van precisie kortegolf meetapparatuur voor 4 en 2 mm. en *Drs. B. B. van Iperen*, terzake van zijn werk aan reflectie klystrons voor 4 en 2,5 mm.



Op de foto ziet men links Ir. de Ronde en rechts Drs. van Iperen met op den voorgrond een deel van de microgolfapparatuur, waarvoor de prijs verleend werd.

F. C. de Ronde, 20 juni 1923 te Schiedam geboren, legde het examen voor electrotechnisch ingenieur te Delft af in 1953, en is sindsdien verbonden aan het Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips. Na enig werk over antennetheorie heeft hij zich verder aan de microgolftechniek gewijd. Een artikel van zijn hand over: Microgolf meetapparatuur, zal binnenkort in het Philips Technisch Tijdschrift verschijnen. Hij is lid van het Nederlands Radio Genootschap.

B. B. van Iperen, 20 juni 1921 te 's-Gravendeel geboren, studeerde in Utrecht natuurkunde, en legde daar in 1947 het doctoraal-examen af. Sedert 1944 is hij werkzaam op het Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips, waar hij heeft

gewerkt aan microgolfbuizen, aanvankelijk aan inhaalbuizen (klystrons), daarna ook aan travelingwave buizen, reflex klystrons en backward wave oscillators. Een artikel over: Reflectieklystrons voor 4 en 2,5 mm golflengte, werd door hem in Philips Technisch Tijdschrift gepubliceerd. (Jg. 21, no 8/9, 1959, pg 225-232.)

CONGRESSEN

Fachtagung „Mikrowellentechnik und Antennen".

Het NTG (Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE) meldt ons dat van 27—30 april 1960 in München bovengenoemd symposium zal worden gehouden.
Excursies en bezichtiging van fabrieken zijn in het programma opgenomen. Belangstellenden kunnen zich in verbinding stellen met:

Tagungsgeschäftstelle für die Fachtagung,
„Mikrowellentechnik und Antennen",
i.H. der Isar-Amper-Werke,
Briennerstrasse 40,
Sekretariat Dir. Dipl.-Ing. G. v. Ammon,
München 37,
Postfach Isar-Amper-Werke.

Interkama 1960.

Van 19—26 oktober 1960 zal in Düsseldorf de 2e Interkama (Internationaler Kongress mit Ausstellung für Messtechnik) worden gehouden met als onderwerp: „Der Mensch als biologische Regelstrecke".
Inlichtingen: NOWEA, Ehrenhof 4, Düsseldorf.

BOEKBESPREKINGEN

Hi-Fi versterkerschakelingen door E. Rodenhuis, Philips Technische Bibliotheek, 1959. 120 blz., 14,8 x 21 cm., 64 figuren, prijs ƒ 7,90.

Dit boekje is verschenen in de populaire serie van de Philips Technische Bibliotheek.
In hoofdstuk I wordt een vergelijkend overzicht gegeven van de eigenschappen van eindtrappen met pentoden, trioden, de ultralineaire schakeling en de z.g. balansschakeling met directe energie-overdracht.
Enkele interessante grafieken en tabellen, betrekking hebbende op de vervorming, zijn hier te vinden.
In hoofdstuk II volgen schakelingen van eindversterkers tot 30 Watt, compleet met waarden van de onderdelen.
In hoofdstuk III vinden we schema's van voorversterkers met correctie-, toonregel- en mengschakelingen.
Transistorschakelingen worden niet behandeld.
Het boekje is bedoeld voor amateurs, geluids- en service technici, wier belangstelling het stellig verdient.
De uitvoering is keurig verzorgd.

V.

Principles of Frequency Modulation door B. S. Camies. Iliffe and Sons Ltd 1959. 147 blz., 87 figuren. Afmetingen 8¾" x 5½". Prijs 21 sh.

Het eerste gedeelte van dit boek handelt over de theorie van de frequentiemodulatie, waarbij aan de hand van een aantal voorbeelden, de zijbandstruktuur wordt toegelicht. Aan de invloed van stoorsignalen in het algemeen en de signaal-ruisverhouding in het bijzonder, werd een apart hoofdstuk gewijd.
Dan volgen twee hoofdstukken over respectievelijk frequentie-modulatoren

en detectoren, waarin achtereenvolgens de principiële schakelingen tot het verkrijgen van frequentiemodulatie en het detecteren ervan worden behandeld.

Aan de bespreking van FM ontvangers werd vervolgens een hoofdstuk gewijd. Als unicum in een dergelijk boek mag verder het laatste hoofdstuk worden genoemd dat handelt over de toepassing van frequentiemodulatie op andere gebieden dan de omroep, zoals straalverbindingen (klystronmodulator), FM radar en facsimile apparatuur.

Het boek is eenvoudig van opzet en duidelijk geschreven en de kritiek betreft alleen details. Zo zochten wij in het hoofdstuk modulatoren b.v. tevergeefs naar een diode-modulator.

De uitvoering is keurig verzorgd zoals men van deze uitgever kan verwachten.

K.

Antennes voor FM, KG en TV, door ing. H. J. A. Smit en A. J. Dirksen, uitgegeven door „De Muiderkring N.V." Bussum, 1959, 192 blz., 239 figuren en foto's, 14 x 21,5 cm. Prijs *f* 5,90.

De samenstellers hebben beoogd en zijn erin geslaagd de zendamateur, de antenne-installateur en al degenen „die er wat meer van willen weten" met dit boek in de Nederlandse taal een dienst te bewijzen.

Het brengt de lezer op eenvoudige wijze inzicht in transmissielijnen en antennes bij en richt zich daarbij meer naar de praktijk dan naar diepgaande theorieën.

In het boek worden achtereenvolgens behandeld: velden, voortplanting, transmissieleidingen, antennetheorie, antennes in het algemeen, KG-antennes, richtantennes, koppeling van zendantennes, aanpassing, antennetoevoerleiding, constructie van KG antennes, praktische uitvoeringen van TV en FM antennes, de keuze van de juiste antenne, constructie van FM en TV antennes, TV en FM antennemontage, metingen aan antennes, centrale antennesystemen en tot slot een uitgebreide gerubriceerde bibliografie.

Het is jammer, dat de interferentiefading verkeerd is uitgelegd. Dit geldt ook voor de wel meer gebruikte voorstelling van een rechthoekige golfpijp. Verder wordt in het hoofdstuk „Reciprociteitstheorema" beweerd, dat een ontvangantenne slechts de helft van de opgenomen energie aan een juist aangepaste ontvanger kan afgeven en de rest weer uitstraalt, terwijl een juist aangepaste zendantenne alle vanuit een zender toegevoerde energie zal uitstralen. Dit is misleidend daar; ten eerste het reciprociteitstheorema slechts iets zegt over de emk van een generator en de stroomsterkte in de belastingsweerstand en niets over vermogens en ten tweede in het vervangschema de inwendige weerstand van de zender weggelaten is en bij een juist aangepaste zender aan de transmissielijn ook daar de helft van de energie gedissipeerd wordt.

Ook moet nog vermeld worden dat de formules voor de karakteristieke impedantie van de coaxiale- en de lintkabel resp. moeten luiden:

$$Z_k = 138 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \log \frac{D}{d} \text{ en } Z_k = 276 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \log \frac{2b}{a}$$

Niettegenstaande deze kritiek kan men toch wel waardering hebben voor dit boek, dat goed verzorgd is en zeker zijn weg wel zal vinden.

M. v. S.

Guide to Broadcasting Stations, 12e druk samengesteld door Wireless World, uitgegeven door Iliffe and Sons Ltd, 1960, 110 blz. formaat 7¼" x 4¾". Prijs 3 s, 6 d.

Deze twaalfde druk heeft een belangrijke uitbreiding ondergaan. Behalve de Europese lange- en middengolf omroepzenders, de kortegolf zenders van de gehele wereld en de Engelse vhf omroep- en TV zenders werden nu ook de overige Europese vhf omroep- en TV zenders (waaronder dus de Nederlandse) opgenomen.

Van de verdere uitbreidingen noemen wij de omrekentabellen voor GMT naar plaatselijke tijd en golflengte naar frequentie.

K.

Uit het Nederlands Radiogenootschap

VERSLAG VAN HET EXAMEN VOOR RADIOTECHNICUS EN RADIOMONTEUR GEHOUDEN IN HET NAJAAR 1959.

De schriftelijke examens werden gehouden op 12 en 19 oktober 1959. De mondelinge examens vonden plaats op 16, 17, 23 , 24 en 30 november, 1, 7, 8 en 17 december 1959.

Het resultaat van het examen is hieronder vermeld.

SCHRIFTELIJK

	deelgenomen	vrijstelling	afgewezen
radiotechnicus	222	—	146
radiomonteur	238	—	95

MONDELING

	deel-genomen	uitstel voorjaar 1960	af-gewezen	her-examen	geslaagd
radiotechnicus	76	—	29	6	41
radiomonteur	143	1	56	10	76

HEREXAMEN

	deelgenomen	afgewezen	geslaagd
radiotechnicus	8	—	8
radiomonteur	9	2	7

Aan 1 candidaat radiotechnicus werd de WERA-fonds examenprijs toegekend.

Als bijzonderheid zij vermeld, dat 1 vrouwelijke candidaat aan het examen voor radiotechnicus heeft deelgenomen en wel met gunstig gevolg.

Reeds vaker werd er op gewezen, dat een aantal candidaten zich voor het examen opgeeft zonder voldoende te zijn voorbereid. Dit leidt uiteindelijk tot teleurstelling bij de candidaten die bovendien tevergeefs hiervoor enige financiële offers hebben gebracht. Daarenboven wordt onnodig beslag gelegd op de tijd van de examinatoren, die zich veelal slechts met moeite uit hun werkkring kunnen los maken.

Ter illustratie diene dat bij dit examen zich 24 candidaten opgaven voor het examen radiomonteur én radiotechnicus. Hiervan werden er reeds 9 afgewezen wegens onvoldoende schriftelijk examen voor *radiomonteur*. In totaal behaalden hiervan 9 candidaten het diploma radiomonteur, terwijl slechts 1 candidaat het examen voor radiotechnicus met goed gevolg aflegde.

NIEUWE LEDEN.

Ir. J. H. W. Arends, Gestelsestraat 25g, Eindhoven.
Ir. J. M. Douwes Dekker, d/o S.A.D.T.C., Building 18, Parijs.
F. W. Hogesteeger, Nic. Ruyschstraat 6, Rotterdam.
Ir. L. L. Kossakowski, Gabriël Metsulaan 13, Eindhoven.
G. Lehmann, 3e Eeldepad 52, Den Haag.
Ltz. 1 J. Lennings, Laan v. Arenstein 23, Oegstgeest.
K. A. B. Tubbing, Voorschoterlaan 143a, Rotterdam 16.
Ir. H. H. van de Ven, Belgerenseweg 15, Deurne/Vlierden.
Ir. L. E. Zegers, Pauwenlaan 47, Den Haag.

VOORGESTELDE LEDEN.

G. A. Bus, Larenseweg 120, Hilversum (P.T.I.).
Ir. J. H. Geels, Melis Stokelaan 2246, Den Haag (Verb. dienst K.L.).
Ir. C. de Jong. de Genestetstraat 3, Voorburg (Dr. Neherlab. P.T.T.).
Ir. S. Kukler, Beresteynstraat 3, Voorschoten (R.V.O.-T.N.O.).
Ir. M. J. Laarakker, Oude Amersfoortseweg 283, Hilversum (P.T.I.).
Ir. W. Milort, Celsiuslaan 28, Hilversum (P.T.I.).
Ir. J. Mulder, Nicolaas Beetsstraat 128, Amsterdam (P.T.I.).
Ir. R. van Raamsdonk, Doornstraat 16, Scheveningen (R.V.O.-T.N.O.).
A. G. Robeer, Bosboom Toussaintlaan 73, Hilversum (P.T.I.).
Ir. P. Stam, Anninksweg 96, Hengelo (Holl. Signaal).
Ir. W. J. D. Steenaart, 14 Greenwood Drive, Millington, New Jersey, U.S.A. (Bell Tel.)
Ir. J. M. M. Veldstra, Oude Amersfoortseweg 269, Hilversum (P.T.I.).
Dr. Ir. M. T. Vlaardingerbroek, Bergmanstraat 83, Eindhoven (Philips).

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN.

Ir. A. J. Kampstra, Gerrit Kasteynweg 16, Den Haag.
Dipl. Ing. J. H. Lengton, van Ballegooysingel 32, Rotterdam.
Ir. J. M. Madsen, Winkelstede 12, Den Haag.
Ir. J. C. de Munck, van Almondestraat 198, Den Haag.
Ir. T. Poorter, van Wassenhovestraat 51, Eindhoven.
Ir. G. J. Siezen, Koning Willem III laan 3, Blaricum.
Ir. L. A. M. Verbeek, p/a Willem III laan 22, Breda.

1960 — 40 JAAR N.R.G.

Ter gelegenheid van het 40-jarig bestaan van het Nederlands Radio Genootschap zal naast een aantal feestelijkheden ook een TENTOONSTELLING plaatsvinden.

Deze tentoonstelling zal ten tijde van de FIRATO (september 1960) in een aan grenzende zaal in het R.A.I.-gebouw gehouden worden en de ontwikkelingsgang van de radio-techniek in haar ruimste betekenis gedurende deze 40 jaren te zien geven.

Medewerkers aan wetenschappelijke instellingen van overheid en industrie worden verzocht samen te willen werken om dit te verwezenlijken. Zowel historische inzendingen alsook moderne ontwikkelingen op dit gebied zijn van harte welkom.

Opgaven van interessante technische opstellingen worden gaarne ten spoedigste ingewacht bij de jubileumcommissie.

Ir. F. DE FREMERY,
Rossinilaan 40, Hilversum.
Voorzitter jubileumcommissie

Dit nummer werd gedrukt op 11 maart 1960.